

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

Antenas UHF de banda ancha

**Santiago Zamanillo Sáez
Tutor: Bazil Taha Ahmed**

Julio 2020

Antenas UHF de banda ancha

AUTOR: Santiago Zamanillo Sáez
TUTOR: Bazil Taha Ahmed

Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Julio de 2020



Resumen

El objetivo de este Trabajo de Fin de Grado es el diseño de antenas de frecuencia ultra alta de banda ancha mediante el uso de tecnología Microstrip. A lo largo del trabajo se propondrán distintos modelos de antenas, cada uno de ellos con distintas formas de parche, yendo más allá de la forma rectangular clásica. Todas las antenas que se realizarán en este Trabajo de Fin de Grado se diseñarán sobre un sustrato FR-4 con una constante dieléctrica de $\epsilon_r = 4.3$ y una tangente de pérdidas de 0.025.

Las antenas diseñadas en este TFG están orientadas a trabajar principalmente en la banda de frecuencias comprendida entre los 300 MHz y los 3000 MHz, que recibe el nombre de banda de frecuencia ultra alta (UHF), y su uso está principalmente destinado a la telefonía móvil y a la televisión digital terrestre.

Para cada modelo realizado, se parte del diseño de la antena con un único puerto, y una vez se obtienen los resultados deseados se procede a duplicar la antena realizada. De tal forma se consigue una antena formada por dos elementos del mismo tamaño y con las mismas características, esto recibe el nombre de antena MIMO de dos puertos.

Una vez se consiga diseñar correctamente la antena MIMO de dos puertos se procederá a duplicar dicha antena consiguiendo una antena MIMO de cuatro puertos. Únicamente se realizará el diseño de una antena MIMO de 4 puertos en el caso de que las dimensiones de la antena MIMO no sobrepasen las dimensiones máximas con las que puede trabajar la impresora de circuitos de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

Con la finalidad de reducir la interferencia existente entre los distintos puertos de una antena MIMO, se diseñarán unas estructuras metálicas que se situarán entre los puertos de la antena consiguiendo de tal forma mejorar el aislamiento en la antena.

Una vez se diseñe cada modelo de antena, se mostrarán sus dimensiones, sus coeficientes de reflexión, sus coeficientes de acoplamiento, el coeficiente de correlación, la ganancia de diversidad, la ganancia directiva, la impedancia de la antena a las frecuencias de resonancia, así como los diagramas de radiación de la antena en dos dimensiones, mostrando la componente copolar en los planos E y H.

Abstract

The main objective of this Final Degree Project is the design of Ultra High Frequency broadband antennas using Microstrip technology. Throughout the project, different antennas models will be proposed, each with different patch shapes, going beyond the classic rectangular shape. All the antennas in this Final Degree project will be designed on a FR-4 substrate with a dielectric constant of $\epsilon_r=4.3$ and a loss tangent of 0.025.

The specific antennas in this project are oriented to work mainly in the frequency band between 300 MHz and 3000 MHz, this band is called Ultra High Frequency (UHF), and is mainly intended for mobile telephony and digital terrestrial television.

For each model, the design of a single antenna is used and once the desired results are obtained, the unit antenna is duplicated, thus obtaining a system consisting of two elements of the same size and with the specific characteristic, this is called the MIMO system. Once the two elements MIMO system is correctly designed, the same will be done for a four element MIMO system, in case the MIMO system enters with the maximum dimension the Polytechnic School circuit printer can work.

In order to reduce the interference between the different elements of the MIMO system, metal structures will be designed to be placed between the elements of the MIMO system and in this way, it will seek to reduce the interference existing in the system.

Once each antenna model is designed, its reflection coefficient, coupling coefficient, correlation coefficient, diversity gain, directive gain, antenna impedance at the resonant frequencies, as well as the diagrams of radiation from the antenna will be shown.

Palabras clave

Antena, Frecuencia Ultra Alta, MIMO, parámetros S, adaptación, acoplamiento, ganancia, parche, filtro Notch.

Keywords

Antenna, Ultra High Frequency, MIMO, S-parameters, matching, coupling, gain, path, Notch filter.

Agradecimientos

Siempre se ha dicho que el tiempo pasa volando cuando te lo estás pasando bien o cuando disfrutas de lo que haces. Creo que eso es lo que me ha debido de pasar a mí, porque parece que fue hace unos meses cuando tenía esos nervios del primer día de universidad y las dudas de no saber si había acertado eligiendo la carrera y ahora me encuentro escribiendo estos agradecimientos, a punto de cerrar una de las mejores etapas de mi vida. Durante estos cuatro años en la universidad he tenido la suerte de cruzarme con personas maravillosas sin las cuales la carrera no habría sido lo mismo. Ahora empieza la parte difícil del TFG, agradecer a toda la gente que me han hecho ser como soy y que me han ayudado a llegar hasta aquí e intentar que los agradecimientos no ocupen el TFG entero.

En primer lugar, tengo que agradecer a Bazil Taha Ahmed el haberme dejado hacer el TFG con él, y sobre todo el apoyo que ha significado tenerle como tutor. Gracias Bazil por tantas mañanas que has estado con nosotros en el laboratorio de RFCAS orientándonos, gracias por tu apoyo tanto en la escuela como por WhatsApp en este año raro que nos ha tocado vivir por el Covid.

Por otro lado, agradecer a todos mis compañeros de curso, que tantas horas de estudio hemos compartido, intentando que no se hundiera el bote y sacar todo a flote. En especial tengo que destacar a mi compañero de prácticas, Alfredo de la Rubia, con el que tantas horas de prácticas me he tragado para sacar adelante todas las practicas, pero siempre pasando buenos momentos y muchas risas de por medio.

Dejando ya la universidad, toca volver a mi cole de toda la vida, donde me han visto crecer desde que era un enano y donde se formó el grupo de los Followers del hermano cuyos componentes no podrían ser otros que el pitu Rodrigo Marco y el quemao Alfredo Sancho.

No me puedo olvidar de la chica más especial que la universidad me ha dado la posibilidad de conocer, María Moll. Éramos polos opuestos en muchas cosas, pero ya se sabe lo que pasa cuando acercas dos polos opuestos. Gracias por estar siempre ahí, en los buenos momentos y en los no tan buenos.

Por ultimo dar las gracias a mi familia, que son los pilares de mi vida. A mi hermano Álvaro Zamanillo, que, aunque discutamos alguna que otra vez, te quiero muchísimo y eres el mejor hermano que podría tener. A mis padres, Soledad Sáez Martínez y Alejandro Zamanillo Sainz, gracias por enseñarme todo lo que se en esta vida, enseñarme a ser mejor persona, apoyarme tanto en lo personal como en lo académico y enseñarme que la vida no es una carrera de velocidad, sino una carrera de fondo.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	1
1.3	Organización de la memoria.....	2
2	Conceptos teóricos.....	3
2.1	Concepto de antena.....	3
2.2	Conceptos básicos.....	3
2.2.1	Impedancia de entrada.....	3
2.2.2	Parámetros de dispersión.....	4
2.2.3	Coeficiente de reflexión y coeficiente de adaptación.....	6
2.2.4	Relación de Onda Estacionaria (ROE).....	6
2.2.5	Ganancia directiva y directividad.....	7
2.2.6	Diagrama de radiación.....	7
2.2.7	Ancho de banda.....	8
2.3	Bandas de frecuencias.....	8
2.4	Sistemas MIMO.....	9
2.5	Teoría Microstrip.....	9
2.6	Antenas de parche.....	10
2.7	Filtros Notch.....	11
3	Criterios de diseño.....	13
3.1	Introducción.....	13
3.2	Frecuencias deseadas.....	13
3.2.1	Banda GSM.....	13
3.2.2	Banda 2.4 GHz.....	13
3.2.3	Banda LTE-42.....	13
3.2.4	Banda CBRS.....	13
3.2.5	Banda de frecuencia de 3.4 GHz a 5GHz.....	13
3.2.6	Banda WLAN-5.8GH.....	14
3.2.7	Banda V2X.....	14
3.3	Elección del sustrato.....	14
3.4	Requisitos coeficiente de reflexión y coeficiente de acoplamiento.....	14
3.5	Coeficiente de correlación.....	16
3.6	Ganancia de diversidad.....	16
4	Desarrollo.....	17
4.1	Introducción.....	17
4.2	Antena modelo 1.....	17
4.2.1	Antena de 1 puerto.....	17
4.2.2	Antena MIMO de 2 puertos.....	23
4.2.3	Antena MIMO de 2 puertos con barrera.....	24
4.2.4	Antena MIMO de 4 puertos.....	26
4.2.5	Antena MIMO de 4 puertos con barrera.....	28
4.3	Antena modelo 2.....	29
4.3.1	Antena de 1 puerto.....	29
4.3.2	Antena MIMO 2 puertos.....	31
4.3.3	Antena MIMO de 2 puertos con barrera.....	32
4.4	Antena modelo 3.....	35
4.4.1	Antena de 1 puerto.....	35
4.4.2	Antena MIMO de 2 puertos.....	37
4.5	Antena modelo 4.....	39

5 Conclusiones y trabajo futuro.....	40
5.1 Conclusiones.....	40
5.2 Trabajo futuro.....	40
6 Referencias	41
Anexos.....	A1
A. Estudio parámetros antena modelo 1	A1
B. Estudio de la ubicación y de la forma de los filtros Nocth	A3
C. Diagrama de radiación antena modelo 1	A6
D. Estudio de las barreras metálicas	A9
E. Modelo 1: Otras configuraciones para la antena MIMO de 2 puertos	A15
F. Diagrama de radiación antena modelo 2	A23
G. Desarrollo antena modelo 3	A25
H. Diagrama de radiación modelo 3.....	A30
I. Desarrollo antena modelo 4.....	A33
J. Diagramas de radiación modelo 4.....	A37

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2.1-1. ESQUEMA SISTEMA DE COMUNICACIONES.....	3
FIGURA 2.2-1. ESQUEMA DE UNA ANTENA.....	3
FIGURA 2.2-2. ESQUEMA DE UNA RED DE N PUERTAS.	4
FIGURA 2.2-3. EJEMPLO DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN UNA APERTURA.	7
FIGURA 2.2-4. DIAGRAMA ISOTRÓPICO, OMNIDIRECCIONAL Y DIRECTIVO.....	8
FIGURA 2.4-1. ESQUEMA DE DIFERENTES SISTEMAS MIMO.....	9
FIGURA 2.5-1. ESTRUCTURA DE UNA LÍNEA MICROSTRIP.....	10
FIGURA 2.6-1. FORMAS DE LAS ANTENAS DE PARCHE.	11
FIGURA 2.7-1. CLASIFICACIÓN FILTROS NOCTH.....	12
FIGURA 3.3-1. COMPARATIVA DIFERENTES SUBSTRATOS.....	14
FIGURA 3.4-1. OBJETIVO DE DISEÑO PARA EL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.....	15
FIGURA 3.4-2. CRITERIO DE VALIDEZ PARA EL COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO.....	15
FIGURA 4.2-1. (A) ELEMENTO RESONANTE A 0.9 GHZ. (B) ELEMENTO RESONANTE A 1.8 GHZ. (C) ELEMENTO RESONANTE A 2.4 GHZ.	18
FIGURA 4.2-2. DIMENSIONES ANTENA MODELO 1.....	19
FIGURA 4.2-3. DIMENSIONES DEL PUERTO.....	19
FIGURA 4.2-4. DISEÑO 1: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.....	20
FIGURA 4.2-5. DISPOSICIÓN DE LOS FILTROS NOTCH.....	20
FIGURA 4.2-6. DIMENSIONES FILTROS NOTCH.....	21
FIGURA 4.2-7. DISEÑO 1, ANTENA CON FILTROS NOCTH IMPLEMENTADOS: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.....	21
FIGURA 4.2-8. DISEÑO 1, BANDAS DE FRECUENCIAS.....	22
FIGURA 4.2-9. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS.....	23
FIGURA 4.2-10. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS: COEFICIENTES DE REFLEXIÓN Y ACOPLAMIENTO.....	23
FIGURA 4.2-11. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS.....	24

FIGURA 4.2-12. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS: COEFICIENTES DE REFLEXIÓN Y ACOPLAMIENTO.	25
FIGURA 4.2-13. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS: COEFICIENTE DE CORRELACIÓN.	25
FIGURA 4.2-14. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS: GANANCIA DE DIVERSIDAD.	26
FIGURA 4.2-15. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 4 PUERTOS.	27
FIGURA 4.2-16. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 4 PUERTOS: COEFICIENTES DE REFLEXIÓN Y DE ACOPLAMIENTO.	27
FIGURA 4.2-17. DISEÑO 1, ANTENA MIMO 4 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS.	28
FIGURA 4.2-18. DISEÑO 1, ANTENA MIMO 4 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS: COEFICIENTES DE REFLEXIÓN Y DE ACOPLAMIENTO.	28
FIGURA 4.3-1. DIMENSIONES ANTENA MODELO 2. (A) CARA DELANTERA SUBSTRATO. (B) CARA POSTERIOR SUBSTRATO.	29
FIGURA 4.3-2. DIMENSIONES PUERTO ANTENA MODELO 2.	29
FIGURA 4.3-3. DISEÑO 2: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.	30
FIGURA 4.3-4. DISEÑO 2, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS.	31
FIGURA 4.3-5. DISEÑO 2, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS: COEFICIENTES DE REFLEXIÓN Y DE ACOPLAMIENTO.	31
FIGURA 4.3-6. DISEÑO 2, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS.	32
FIGURA 4.3-7. DISEÑO 2, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS: COEFICIENTES DE REFLEXIÓN Y ACOPLAMIENTO.	33
FIGURA 4.3-8. DISEÑO 2, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS: COEFICIENTE DE CORRELACIÓN.	33
FIGURA 4.3-9. DISEÑO 2, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS: GANANCIA DE DIVERSIDAD.	34
FIGURA 4.4-1. DIMENSIONES ANTENA MODELO 3.	35
FIGURA 4.4-2. DIMENSIONES PUERTO ANTENA MODELO 3.	35
FIGURA 4.4-3. DISEÑO 3: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.	36
FIGURA 4.4-4. DISEÑO 3, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS.	37
FIGURA 4.4-5. DISEÑO 3, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS: COEFICIENTES DE REFLEXIÓN Y DE ACOPLAMIENTO.	37

FIGURA 4.4-6. DISEÑO 3, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS: COEFICIENTE DE CORRELACIÓN.....	38
FIGURA 4.4-7. DISEÑO 3, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS: GANANCIA DE DIVERSIDAD.	38
FIGURA 4.5-1. ANTENA MODELO 4.....	39
FIGURA 4.5-2. DISEÑO 4: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.	39
FIGURA A-1. VARIACIÓN COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DE LA ANCHURA DEL ANILLO CIRCULAR.....	A1
FIGURA A-2. VARIACIÓN COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DE LA ANCHURA DEL ANILLO CIRCULAR.....	A2
FIGURA A-3. VARIACIÓN COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DE LA ALTURA DEL PLANO DE MASA.....	A2
FIGURA B-1. DISPOSICIÓN DE LOS FILTROS ESTUDIADOS.	A3
FIGURA B-2. VARIACIÓN COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL FILTRO 3 GHz SEGÚN SU UBICACIÓN EN EL EJE X.....	A3
FIGURA B-3. VARIACIÓN DEL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL FILTRO 4.1 GHz SEGÚN SU UBICACIÓN EN X.....	A4
FIGURA B-4. VARIACIÓN DEL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL FILTRO 5.3 GHz SEGÚN SU UBICACIÓN EN X.....	A5
FIGURA C-1. DISPOSICIÓN ANTENA UNITARIA MODELO 1.	A6
FIGURA C-2. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (0.9 GHz).	A6
FIGURA C-3. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (1.88 GHz).	A7
FIGURA C-4. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (2.44 GHz).	A7
FIGURA C-5. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (3.5 GHz).	A7
FIGURA C-6. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (4.4 GHz).	A8
FIGURA C-7. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (5.8 GHz).	A8
FIGURA D-1. CONFIGURACIÓN DE LA BARRERA MODELO 1.....	A9
FIGURA D-2. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN Y ACOPLAMIENTO PARA ANTENA CON BARRERA MODELO 1.	A9
FIGURA D-3. VARIACIÓN DEL COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO EN FUNCIÓN DE LA LONGITUD DE LA BARRERA MODELO 1.	A10

FIGURA D-4. VARIACIÓN DEL COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO EN FUNCIÓN DE LA ANCHURA DE LA BARRERA MODELO 1.	A11
FIGURA D-5. CONFIGURACIÓN DE LA BARRERA MODELO 2.....	A12
FIGURA D-6. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN Y ACOPLAMIENTO PARA ANTENA CON BARRERA MODELO 2.	A12
FIGURA D-7. CONFIGURACIÓN DE LA BARRERA MODELO 3.....	A13
FIGURA D-8. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN Y ACOPLAMIENTO PARA ANTENA CON BARRERA MODELO 3.	A13
FIGURA D-9. CONFIGURACIÓN DE LA BARRERA MODELO 4.....	A14
FIGURA E-1. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS DISPUESTOS SEGÚN EJE Y.....	A15
FIGURA E-2. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS DISPUESTOS SEGÚN EJE Y: COEFICIENTES DE REFLEXIÓN Y ACOPLAMIENTO.	A15
FIGURA E-3. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS DISPUESTOS SEGÚN EJE Y: COEFICIENTE DE CORRELACIÓN.....	A16
FIGURA E-4. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS DISPUESTOS SEGÚN EJE Y: GANANCIA DE DIVERSIDAD.	A17
FIGURA E-5. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS GIRADOS.....	A17
FIGURA E-6. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS GIRADOS: COEFICIENTES DE REFLEXIÓN Y ACOPLAMIENTO.	A18
FIGURA E- 7. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS GIRADOS: COEFICIENTE DE CORRELACIÓN.	A19
FIGURA E-8. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS GIRADOS: GANANCIA DE DIVERSIDAD... ..	A19
FIGURA E- 9. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS GIRADOS CON BARRERAS.	A20
FIGURA E-10. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS GIRADOS CON BARRERAS: COEFICIENTES DE REFLEXIÓN Y ACOPLAMIENTO	A21
FIGURA E-11. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS GIRADOS CON BARRERAS: COEFICIENTE DE CORRELACIÓN.....	A21
FIGURA E-12. DISEÑO 1, ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS GIRADOS CON BARRERAS: GANANCIA DE DIVERSIDAD.	A22
FIGURA F-1. DISPOSICIÓN ANTENA UNITARIA MODELO 2.....	A23
FIGURA F-2. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (0.93 GHz).....	A23
FIGURA F-3. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (1.78 GHz).....	A24

FIGURA F-4. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (2.4 GHz).....	A24
FIGURA G-1. PRIMER PASO DEL DESARROLLO ANTENA MODELO 3.	A25
FIGURA G-2. PRIMER PASO DEL DISEÑO 3: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.	A26
FIGURA G-3. SEGUNDO PASO DESARROLLO DE LA ANTENA MODELO 3.....	A27
FIGURA G-4. SEGUNDO PASO DEL DISEÑO 3: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.	A27
FIGURA G-5. TERCER PASO DESARROLLO DE LA ANTENA MODELO 3.....	A28
FIGURA G-6. TERCER PASO DEL DISEÑO 3: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.	A28
FIGURA G-7. TERCER PASO DEL DISEÑO 3: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN (30 GHz A 50 GHz). ...	A29
FIGURA H-1. DISPOSICIÓN ANTENA UNITARIA MODELO 3.	A30
FIGURA H-2. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (1 GHz).	A30
FIGURA H-3. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (5 GHz).	A31
FIGURA H-4. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (10 GHz).	A31
FIGURA H-5. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (20 GHz).	A31
FIGURA H-6. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (30 GHz).	A32
FIGURA I-1. EFECTO DE LOS BORDES EN LA ANTENA DE PARCHE.	A33
FIGURA I-2. ANTENA DE PARCHE RESONANTE A 1.8 GHz.	A35
FIGURA I-3. ANTENA DE PARCHE RESONANTE A 1.8 GHz: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.....	A35
FIGURA I-4. DIMENSIONES ANTENA MODELO 4.	A36
FIGURA I-5.COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.	A36
FIGURA J-1. DISPOSICIÓN ANTENA UNITARIA MODELO 2	A37
FIGURA J-2. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (0.87 GHz).	A37
FIGURA J-3. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (1.82 GHz).	A38
FIGURA J-4. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (2.8 GHz).	A38
FIGURA J-5. DIAGRAMA DE RADIACIÓN: PLANO E Y PLANO H (3.53 GHz).	A39

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2.3-1. BANDAS DE FRECUENCIAS.	8
TABLA 3.2-1. BANDA GSM-900.....	13
TABLA 4.2-1. DIMENSIONES ANTENA MODELO 1.	19
TABLA 4.2-2. DIMENSIONES DE LOS FILTROS NOTCH.	21
TABLA 4.2-3. DISEÑO 1, BANDAS DE FRECUENCIAS.....	22
TABLA 4.2-4. DISEÑO 1, TABLA DE IMPEDANCIAS.	22
TABLA 4.2-5. DISEÑO 1, DIMENSIONES ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS.....	23
TABLA 4.2-6. DISEÑO 1, DIMENSIONES ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS.	24
TABLA 4.3-1. DIMENSIONES ANTENA MODELO 2.	30
TABLA 4.3-2. DISEÑO 2, BANDAS DE FRECUENCIAS.....	30
TABLA 4.3-3. DISEÑO 2, TABLA DE IMPEDANCIAS.	30
TABLA 4.3-4. DISEÑO 2, DIMENSIONES ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS.....	31
TABLA 4.3-5. DISEÑO 2, DIMENSIONES ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS CON BARRERAS METÁLICAS.	32
TABLA 4.4-1. DIMENSIONES ANTENA MODELO 3.	36
TABLA 4.4-2. DISEÑO 3, TABLA DE IMPEDANCIAS.	36
TABLA 4.4-3. DISEÑO 3, DIMENSIONES ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS.....	37
TABLA 4.5-1. DISEÑO 4, TABLA DE IMPEDANCIAS.	39
TABLA C-1. TABLA RESUMEN ANTENA MODELO 1.	A8
TABLA D-1. DIMENSIONES DE LA BARRERA MODELO 1.....	A9
TABLA D-2. DIMENSIONES DE LA BARRERA MODELO 2.....	A12
TABLA D-3. DIMENSIONES DE LA BARRERA MODELO 3.....	A13
TABLA E-1. DISEÑO 1, DIMENSIONES ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS DISPUESTOS SEGÚN EJE Y.	A15
TABLA E-2. DISEÑO 1, DIMENSIONES ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS GIRADOS.	A18

TABLA E-3. DISEÑO 1, DIMENSIONES ANTENA MIMO DE 2 PUERTOS GIRADOS CON BARRERA. ..	A20
TABLA G-1. DIMENSIONES PRIMER PASO DEL DESARROLLO ANTENA MODELO 3.....	A26
TABLA G-2. DIMENSIONES SEGUNDO PASO DEL DESARROLLO ANTENA MODELO 3.	A27
TABLA I-1. DIMENSIONES DE LA ANTENA DE PARCHE RESONANTE A 1.8 GHZ.	A35
TABLA I-2. DIMENSIONES ANTENA MODELO 4.....	A36

1 Introducción

Este trabajo consiste en el diseño de antenas de banda ancha para frecuencias ultra altas. En esta sección se explicará la motivación del proyecto, los objetivos marcados para la realización de este TFG, así como la estructura de la memoria realizada.

1.1 Motivación

Los humanos somos seres sociales, necesitamos comunicarnos y estar conectados los unos con los otros. Esta necesidad ha propiciado una constante evolución en las tecnologías de comunicación inalámbricas, experimentando un aumento en las últimas décadas de la demanda en las conexiones WIFI, Bluetooth o de los sistemas de posicionamiento global (GPS).

Así mismo, en los últimos años ha ido alcanzando mucha importancia la quinta generación de la tecnología móvil, también conocida como 5G. Esta red de comunicación de banda ancha supone una revolución en sector de las telecomunicaciones, ya que se consiguen velocidades cien veces superiores al 4G actual, así como una reducción de los costes.

Por todo ello, se puede observar como la demanda de comunicaciones inalámbricas de banda ancha no deja de crecer año tras año, experimentando un rápido crecimiento debido a la necesidad de ofrecer soporte para un mayor número de usuarios, así como una mayor velocidad de los datos. Por lo tanto, ya que uno de los elementos más importantes en las comunicaciones inalámbricas son las antenas, en este trabajo se diseñarán unas antenas microstrip de banda ancha para frecuencias ultra altas que sean capaces de cubrir estas necesidades. Dichas antenas serán desarrolladas en tecnología microstrip, ya que poseen un bajo perfil, coste y peso, lo que las convierte en un tipo de antenas muy expandidas en la actualidad.

1.2 Objetivos

El objetivo de este Trabajo de Fin de Grado es el diseño de diversos modelos de antenas de frecuencia ultra alta de banda ancha empleando la tecnología impresa. Los distintos modelos que se pretenden realizar a lo largo de este trabajo son los siguientes:

- Diseño de un modelo de antena de parche con forma de anillo circular que sea capaz de operar a unas frecuencias de 900 MHz, 1800 MHz, 2400 MHz.
- Diseño de un modelo de antena de parche formada por dipolos impresos que sea capaz de trabajar en las frecuencias de 900 MHz, 1800 MHz y 2400 MHz.
- Diseño de un modelo de antena de parche que sea capaz de empezar a operar a partir de una frecuencia de 800 MHz.
- Diseño de una antena de parche rectangular que sea capaz de trabajar a las frecuencias de 900 MHz y 1800 MHz.

Para cada modelo propuesto, una vez se diseñe la antena de un único puerto se procederá a realizar un sistema MIMO de dos o más puertos, buscando en todo momento reducir lo máximo posible el acoplamiento existente entre los puertos.

1.3 Organización de la memoria

La memoria de este Trabajo de Fin de Grado se ha estructurado en seis capítulos diferenciados, más un anexo con la información complementaria. A continuación, se explicará el contenido de cada capítulo.

- En el primer capítulo se incluye la motivación, los objetivos propuestos para este TFG, así como la organización que se va a llevar en la memoria.
- En el capítulo número 2 se pueden encontrar los conceptos teóricos que serán necesarios a lo largo del desarrollo de este TFG.
- En el capítulo número 3 se incluyen los criterios de diseño que se tendrán en cuenta durante todo el TFG.
- En el capítulo número 4 se plasmará el desarrollo de los diversos prototipos de antenas, mostrando los resultados obtenidos para cada uno de ellos.
- En el capítulo número 5 se incluirán las conclusiones, así como el trabajo futuro.
- En el capítulo número 6 se incluirán las referencias consultadas.
- En los anexos se incluirán información complementaria a los diseños realizados.

2 Conceptos teóricos

2.1 Concepto de antena

Una antena es un dispositivo metálico cuyo fin es emitir y recibir ondas electromagnéticas, a su vez la antena se encarga de adaptar la salida o la entrada al medio en el que se encuentra [1]. Las dimensiones de la antena junto con la longitud de onda de la señal transmitida o recibida, determinan las características de la antena.

En la figura 2.1-1 se puede ver un esquema de un sistema de comunicaciones formado por una antena emisora y una receptora.

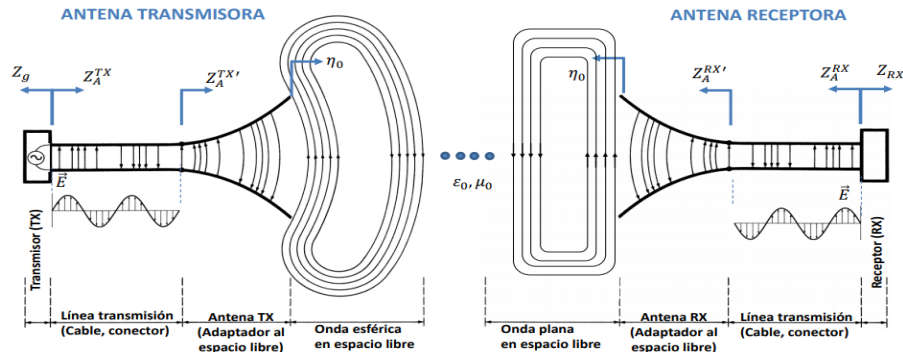


Figura 2.1-1. Esquema sistema de comunicaciones.

2.2 Conceptos básicos

2.2.1 Impedancia de entrada

Un concepto clave a la hora de diseñar una antena es la impedancia de entrada que exista a la entrada de la antena.

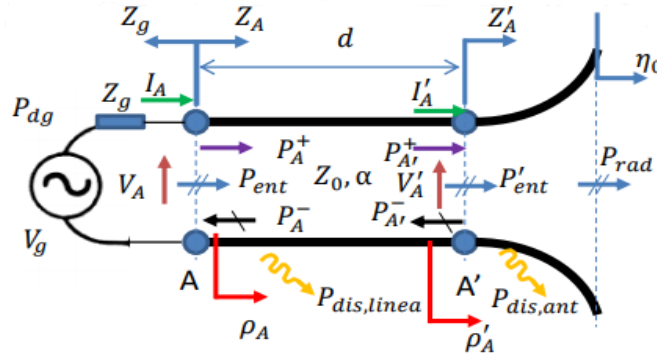


Figura 2.2-1. Esquema de una antena.

Asumiendo que la línea de transmisión que une el generador a la antena forma parte de la misma, se puede definir la diferencia de potencial en los bornes de la antena como V_A y la corriente entregada por el generador como I_A . Una vez se ha definido la diferencia de potencial en los bornes y la corriente entregada por el generador, se puede obtener la impedancia de entrada mediante la expresión (1).

$$Z_A = \frac{V_A}{I_A} = R_A(w) + jX_A(w) \quad (1)$$

Por lo general la impedancia de entrada de la antena es compleja, la parte real de la impedancia recibe el nombre de resistencia $R_a(w)$, mientras que la parte imaginaria recibe el nombre de reactancia $X_a(w)$. Cuando se va a diseñar una antena, el objetivo de diseño es conseguir la mejor resonancia posible, es decir, prima el objetivo de conseguir que la componente imaginaria de la impedancia sea lo más próxima a cero.

Cuando una antena radia energía, es lógico que se produzca una pérdida de potencia que se disipa hacia el espacio libre. Esta pérdida de potencia hace que la parte real de la impedancia de entrada se pueda expresar como la suma de la resistencia de radiación y la resistencia de pérdidas óhmicas (2) [2].

$$R_A(w) = R_{Rad} + R_{Perd} \quad (2)$$

De tal modo que se puede reescribir la impedancia de entrada como (3).

$$Z_A = R_{Rad} + R_{Perd} + jX_A(w) \quad (3)$$

A partir de la resistencia de radiación se puede obtener la potencia radiada (4), del mismo modo, a partir de la resistencia de pérdidas se puede obtener la potencia disipada (5). La potencia entregada a la antena (6) se puede expresar como la suma de la potencia radiada y la potencia disipada.

$$P_{Rad} = \frac{1}{2} |I_A|^2 R_{Rad} \quad (4)$$

$$P_{Dis} = \frac{1}{2} |I_A|^2 R_{Perd} \quad (5)$$

$$P_{ent} = \frac{1}{2} |I_A|^2 (R_{rad} + R_{Perd}) = P_{Rad} + P_{Dis} \quad (6)$$

2.2.2 Parámetros de dispersión

Existen diversas formas de caracterizar un circuito de microondas, por ejemplo, mediante las matrices de impedancias Z , generalmente usadas para circuitos en serie. También se pueden caracterizar los circuitos mediante el uso de matrices de admitancias Y , las cuales son muy útiles para circuitos en paralelo.

Sin embargo, estos métodos de caracterizar un circuito microondas son sustituidos normalmente por los parámetros de dispersión, a los que nos podemos referir también de manera coloquial como parámetros S . El hecho de que se usen los parámetros S reside en que para las frecuencias de las microondas resulta muy difícil realizar circuitos abiertos o cortocircuitos estables, lo cual implica que no se puede establecer una relación entre las magnitudes de corriente y de tensión tal y como hacen las matrices Z e Y , por lo que se emplean los parámetros S .

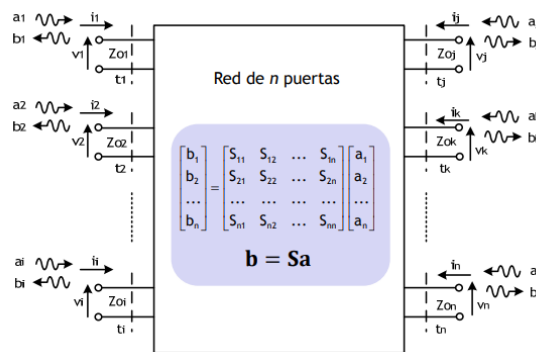


Figura 2.2-2. Esquema de una red de n puertas.

En la figura 2.2-2 se muestra una red genérica de n puertas, donde por convección a_i representa la onda incidente en la puerta i , mientras que b_i se corresponde con la onda reflejada en la puerta i .

Aplicando el esquema general de una red de n puertas al caso que nos ocupa, se puede caracterizar una antena como una red de dos puertos, en la que uno de ellos se corresponde con su puerto físico, mientras que el otro puerto restante actúa como un puerto físico de radiación. De tal forma que la red de dos puertas quedaría definida según (7).

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (7)$$

En una red de dos puertas, existen cuatro parámetros S a partir de los cuales la red queda completamente caracterizada. Cada parámetro S_{ji} (8) es obtenido al cargar todos los terminales salvo el terminal i -ésimo con la impedancia característica de la red [3]. De esta manera se consigue que todas las ondas incidentes sean nulas salvo la del terminal i -ésimo, donde se coloca un generador, el cual generará la onda incidente a_i .

$$S_{ji} = \left(\frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=0, \forall k \neq i} \quad (8)$$

Aquellos parámetros que tienen mismos subíndices S_{ii} , se denominan parámetros de reflexión, mientras que los parámetros que tienen subíndices distintos S_{ij} , se denominan parámetros de transmisión. Cada uno de los parámetros tiene un significado físico distinto, tal y como se explica a continuación.

- El parámetro S_{11} (9), recibe el nombre de coeficiente de reflexión a la entrada. Este parámetro hace referencia a la cantidad de potencia que se refleja en el terminal 1 respecto de la potencia aplicada en el terminal 1.

$$S_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad (9)$$

- El parámetro S_{12} (10), recibe el nombre de coeficiente de transmisión inversa. Este parámetro hace referencia a la cantidad de potencia que se recibe en el terminal 1 respecto de la potencia que es aplicada en el puerto 2.

$$S_{12} = \left(\frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad (10)$$

- El parámetro S_{21} (11), recibe el nombre de coeficiente de transmisión directa. Este parámetro hace referencia a la cantidad de potencia que se recibe en el terminal 2 respecto de la potencia que es aplicada en el puerto 1.

$$S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad (11)$$

- El parámetro S_{22} (12), recibe el nombre de coeficiente de reflexión a la salida. Este parámetro hace referencia a la cantidad de potencia que se refleja en el terminal 2 respecto de la potencia que es aplicada en el terminal 2.

$$S_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad (12)$$

2.2.3 Coeficiente de reflexión y coeficiente de adaptación

Debido a que tanto la antena como la línea de transmisión tienen una impedancia propia y estas dos impedancias no tienen por qué ser iguales, es importante introducir el concepto de coeficiente de reflexión (13).

$$\rho = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (13)$$

Donde Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión y Z_A es la impedancia de entrada de la antena. En caso de que ambas impedancias sean iguales, el coeficiente de reflexión tomara valor cero, lo cual implica que no existe onda reflejada. El hecho de que no exista onda reflejada no implica que se produzca máxima transferencia de potencia.

Otro concepto a introducir es el de coeficiente de adaptación Γ (14), el cual relaciona la impedancia que existe a la entrada de la antena con la impedancia conjugada del generador Z_g al que se conecta a la antena.

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_g^*}{Z_A + Z_g^*} \quad (14)$$

Generalmente se busca como objetivo de diseño hacer que la impedancia de la antena sea igual que el conjugado de la impedancia del generador, ya que en ese caso se produce la adaptación y la potencia entregada P_{in} (15) es la misma que la potencia disponible del generador P_{dg} .

$$P_{in} = \frac{|V_g|^2}{8R_g} = P_{dg} \quad (15)$$

En el caso de que el coeficiente de adaptación tome un valor distinto de cero, no existe adaptación. El hecho de que no exista adaptación implica que la potencia entregada no es la misma que la potencia disponible ya que existen pérdidas por adaptación, es decir, no se produce una máxima transferencia de potencia. La potencia entregada P_{in} en este caso se rige por la expresión (16).

$$P_{in} = P_{dg}(1 - |\Gamma|^2) \quad (16)$$

2.2.4 Relación de Onda Estacionaria (ROE)

La ROE se puede definir como el cociente existente entre el valor máximo y el valor mínimo que alcanza la onda estacionaria a la salida del generador. También es conocida como Standing Wave Ratio (SWR) y se expresa según la expresión (17).

$$SWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} \quad (17)$$

La importancia de este parámetro reside en la relación que guarda con la adaptación de la antena, explicada en el apartado 2.3.3. Por lo tanto, la SWR puede ser empleado como un indicador de la cantidad de potencia que se transmite a la carga (18).

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (18)$$

En la expresión (18) se puede observar que la SWR es siempre un número real, el cual puede tomar un valor entre $1 \leq SWR \leq \infty$. Un valor de $SWR=1$ implica que no se refleja nada de la potencia entregada.

Generalmente se suele tomar un valor de diseño $SWR \leq 2 \rightarrow |\Gamma|_{dB} \leq -9.54 \text{ dB} \cong -10 \text{ dB}$, por lo tanto, en nuestros diseños se buscará obtener valores de $SWR \leq 2$,

o lo que es lo mismo, un coeficiente de reflexión inferior a -10 dB en las bandas de trabajo deseadas.

2.2.5 Ganancia directiva y directividad

La ganancia directiva relaciona la intensidad que existe en cada dirección del espacio con la intensidad que tendría una antena isotrópica, siempre y cuando se cumpla que la potencia radiada es la misma en ambas antenas. Esta ganancia directiva se puede definir mediante la expresión (19).

$$D(\theta_0, \varphi_0) = \frac{U(\theta_0, \varphi_0)}{U_{\text{Isotrópica}}} = 4\pi \frac{U(\theta_0, \varphi_0)}{P_{\text{Rad}}} \quad (19)$$

Donde U hace referencia a la intensidad de radiación. Una vez explicada la ganancia directiva, la directividad (20) se puede entender como la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación.

$$D_0 = D(\theta_0, \varphi_0) \geq 0 \text{ dBi} \quad (20)$$

2.2.6 Diagrama de radiación

Se puede definir como la representación de las propiedades de radiación que posee una antena en función de las coordenadas espaciales, siempre y cuando el punto de observación se encuentre a una distancia lo suficientemente grande como para considerar que se encuentra en campo lejano [4]. El campo lejano se define como la región del espacio en el cual se cumple que la distribución angular del campo no se ve influenciado por la distancia existente hasta la antena. Para considerar que nos encontramos en esta zona del espacio se debe cumplir la condición (21).

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (21)$$

Donde r es la distancia desde el punto de observación hasta la antena y D se corresponde con la dimensión máxima de la antena.

Esta representación es tridimensional, sin embargo, también se emplea la representación en dos dimensiones. En la representación de dos dimensiones existen dos planos de importancia que contienen la mayor parte de la información del diagrama. Uno de estos planos es el denominado como plano E, que es aquel que incluye tanto a la dirección de máxima radiación como al campo eléctrico en dicha dirección. El otro plano de importancia se denomina como plano H, el cual queda definido por la dirección de máxima radiación junto con el campo magnético en esa dirección. En la figura 2.2-3 se puede apreciar un ejemplo de diagrama de radiación para una apertura.

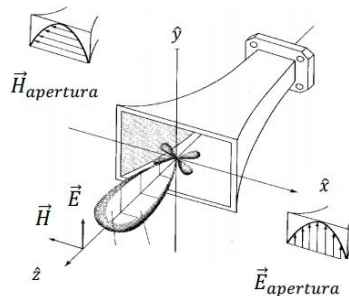


Figura 2.2-3. Ejemplo diagrama de radiación en una apertura.

En función del tipo de diagrama que presenten las antenas, se puede establecer una clasificación según la forma de radiación y la directividad que posean.

- Antena isotrópica: La radiación de intensidad es uniforme en todo el espacio.
- Antena direccional: Se caracterizan por tener una dirección en la cual se concentra una mayor cantidad de energía respecto del resto de direcciones.
- Antena omnidireccional: Son antenas direccionales en un plano e isotrópicas en el otro plano.



Figura 2.2-4. Diagrama isotrópico, omnidireccional y direccional.

2.2.7 Ancho de banda

El ancho de banda (22) es la relación existente entre el rango de frecuencias de trabajo y la frecuencia central de dicho intervalo.

$$BW = \frac{f_{\text{máx}} - f_{\text{mín}}}{f_{\text{central}}} \quad (22)$$

Donde $f_{\text{máx}}$ y $f_{\text{mín}}$ son las frecuencias máxima y mínima que delimitan el ancho de banda y f_c la frecuencia central.

2.3 Bandas de frecuencias

En radiocomunicaciones, el espectro de frecuencias se encuentra dividido en intervalos de frecuencias, donde cada uno de estos intervalos se encuentra destinado a un determinado uso previamente establecido. Estos intervalos de frecuencias son lo que se conoce con el nombre de bandas de frecuencias.

Banda	Frecuencia	Longitud onda	Denominación
ELF	< 3 KHz	> 100 km	Extremely Low Frequency
VLF	3 – 30 KHz	100 – 10 km	Very Low Frequency
LF	30 – 300 KHz	10 – 1 km	Low Frequency
MF	0.3 – 3 MHz	1000 – 100 m	Medium Frequency
HF	3 – 30 MHz	100 – 10 m	High Frequency
VHF	30 – 300 MHz	10 – 1 m	Very High Frequency
UHF	0.3 – 3 GHz	100 – 10 cm	Ultra High Frequency
SHF	3 – 30 GHz	10 – 1 cm	Super High Frequency
EHF	30 – 300 GHz	10 – 1 mm	Extremely High Frequency

Tabla 2.3-1. Bandas de frecuencias.

En la realización de este TFG nos centraremos en la banda denominada como Ultra High Frequency (UHF), dicha banda comienza en 0.3 GHz y se extiende hasta los 3 GHz, tomando valores de longitud de onda entre $10 \text{ cm} \leq \lambda_0 \leq 100 \text{ cm}$.

2.4 Sistemas MIMO

El término MIMO es el acrónimo en inglés de Multiple Input Multiple Output, que se puede traducir al español como sistema de múltiples entradas y múltiples salidas. El uso de los sistemas MIMO nos permite una mayor distancia de cobertura, mayor capacidad y confiabilidad, todos estos beneficios sin tener que incrementar el ancho de banda o la potencia transmitida.

Dependiendo del número de antenas existentes en cada extremo del canal de comunicación, se puede realizar una clasificación de los sistemas de comunicación:

- **SISO:** Este sistema de comunicación emplea únicamente una antena en cada extremo del canal de comunicación, es decir, el sistema está formado por una única antena que actúa como transmisora y en el otro extremo del sistema se encuentra una única antena que actúa como receptora.
- **MISO:** En este sistema existen como mínimo dos antenas transmisoras, pero únicamente existe una antena receptora.
- **SIMO:** En este sistema de comunicación existe únicamente una antena transmisora y en el otro extremo del canal hay como mínimo dos antenas receptoras.
- **MIMO:** Este sistema se caracteriza por tener dos o más antenas en ambos extremos del canal de comunicación.

Esta clasificación de un canal de comunicación en función del número de antenas en los extremos del canal queda reflejada en la figura 2.4-1.

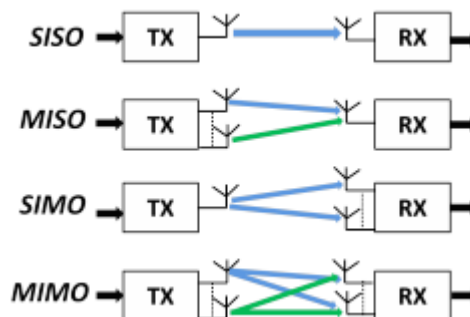


Figura 2.4-1. Esquema de diferentes sistemas MIMO.

2.5 Teoría Microstrip

Esta línea de transmisión se fabrica en tecnología impresa y se caracteriza por el hecho de ser un medio de transmisión abierto. En una línea Microstrip existen dos conductores, pero también dos dieléctricos distintos, uno de ellos es el sustrato, mientras que el otro es el aire. Cada uno de estos dieléctricos posee una constante dieléctrica diferente, por lo que se ha de definir una constante dieléctrica efectiva, la cual ha de tener en cuenta los efectos de los dos dieléctricos existentes. En la figura 2.5-1 se puede ver la estructura que presenta esta tecnología.

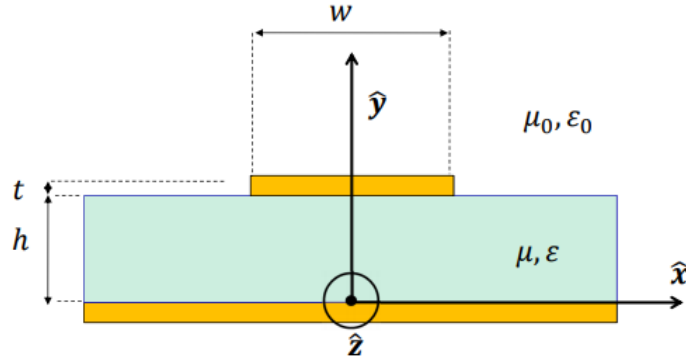


Figura 2.5-1. Estructura de una línea Microstrip.

La ventaja que ofrece esta tecnología es el bajo coste de fabricación y la reducción de las longitudes debido al confinamiento de campos que se produce en el sustrato. Sin embargo, también presenta desventajas como la limitación de potencia o el hecho de ser más susceptibles al ruido por no ser un medio cerrado.

Tal y como hemos explicado anteriormente, en la tecnología Microstrip existe un sustrato con una constante dieléctrica ϵ_r , dicho sustrato se encuentra rodeado por aire cuya constante dieléctrica es ϵ_0 . Debido a la existencia de estos dos sustratos con constantes dieléctricas distintas no es correcto usar para los cálculos la constante dieléctrica ϵ_r , sino que se tendrá que calcular la constante dieléctrica efectiva $\epsilon_{r,efectiva}$ que engloba el efecto de los dos sustratos [5]. El cálculo de esta constante dieléctrica efectiva depende de la relación existente entre la anchura de la línea microstrip W y el espesor del dieléctrico h .

Si se cumple que $W \geq h$, la constante dieléctrica efectiva se obtiene como (23).

$$\epsilon_{r,efectiva} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \quad (23)$$

Si no se cumple la condición anterior, la constante dieléctrica efectiva se obtiene como (24).

$$\epsilon_{r,efectiva} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\left(1 + \frac{12 h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right) \quad (24)$$

2.6 Antenas de parche

Este tipo de antena son fabricadas sobre tecnología de circuito impreso, donde el espesor puede tomar valores entre $0.005 \lambda_0$ y $0.2 \lambda_0$. A su vez los sustratos usados en este tipo de antena suelen tener una constante dieléctrica con valores entre $1 \leq \epsilon_r \leq 12$.

Debido a que el campo no solo se genera en el sustrato, sino que también se genera en el aire, no podemos hablar de que el modo que se propaga sea un modo TEM, sino que se debe hablar de la existencia de un modo quasi-TEM.

Generalmente, al diseñar antenas de parche se suele recurrir a las formas más comunes, como son las rectangulares o las circulares. Sin embargo, las antenas de parche pueden presentar formas muy diversas como se puede ver en la figura 2.6-1.

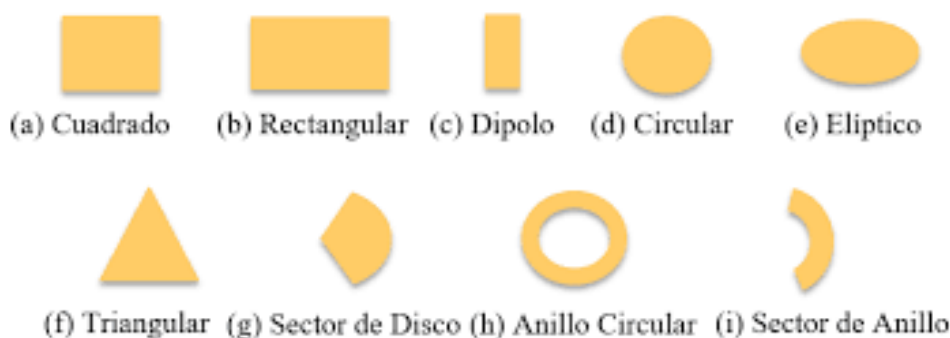


Figura 2.6-1. Formas de las antenas de parche.

A la hora de alimentar una antena de tipo parche no existe una única forma, las técnicas más comunes son la alimentación mediante una línea microstrip, la alimentación mediante una sonda coaxial, la alimentación a través de acoplo por ranura y la alimentación con una línea microstrip acoplada por proximidad. En este TFG se optará por alimentar la antena mediante una línea microstrip.

A la hora de estudiar las antenas impresas existen dos modelos equivalentes a los que se puede recurrir. El primer modelo se conoce como modelo de línea de transmisión, el cual se basa en igualar el comportamiento del parche al comportamiento que tendría una línea microstrip modificada, de tal forma somos capaces de medir la impedancia a la entrada. El segundo modelo al que se puede recurrir es el denominado como modelo de cavidad resonante, el cual se basa en la obtención de los modos resonantes que existen en el parche.

2.7 Filtros Notch

El filtro elimina banda, también conocido como filtro Notch, es un filtro usado con la finalidad de restringir el paso de la señal en un rango determinado de frecuencias.

Se puede establecer una clasificación de estos filtros atendiendo a su localización:

- Internos al parche: Son aquellos filtros que se sitúan en el interior del parche.
- Situados en la línea de alimentación: Los slots que forman el filtro se sitúan en la línea de alimentación.
- Externos al parche: Los filtros son realizados mediante unas pistas de cobre que se sitúan próximas al parche.
- Situados en el plano de masa: Los slots que forman el filtro se sitúan en el plano reflector.

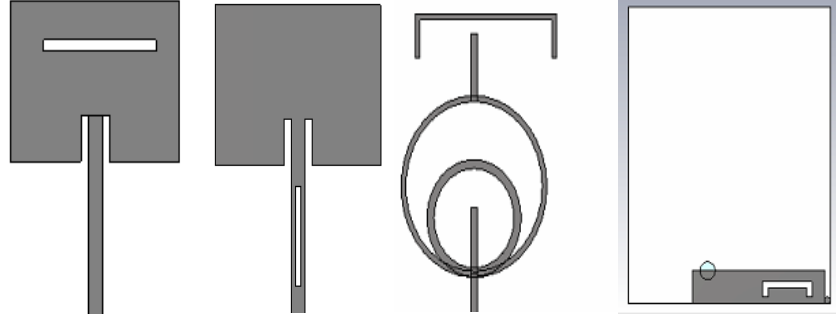


Figura 2.7-1. Clasificación filtros notch.

El objetivo de los filtros notch es generar una interferencia destructiva, de tal forma que gracias a esta interferencia la antena no sea capaz de operar en el rango de frecuencias no deseadas. Esa interferencia destructiva es controlada mediante la longitud, la anchura, la posición y la forma del filtro.

La longitud efectiva del filtro, debe ser aproximadamente de $\lambda_0/2$, por lo que se puede calcular según la expresión (25).

$$L_{\text{filtro}} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{r,\text{efectiva}}}} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{r,\text{efectiva}}}} \quad (25)$$

La longitud que se obtiene de la fórmula (25) sirve como una aproximación, ya que la longitud eléctrica del filtro se verá afectada por la posición que tenga el filtro dentro de la antena, así como por la anchura o la forma del mismo.

3 Criterios de diseño

3.1 Introducción

En este capítulo se mencionarán las frecuencias deseadas, los aspectos en los cuales se ha basado la elección del sustrato, los requisitos necesarios para los coeficientes de reflexión y acoplamiento. También se explicarán los objetivos en términos de coeficiente de correlación y de ganancia de diversidad para las antenas MIMO.

3.2 Frecuencias deseadas

A continuación, en los siguientes apartados se explicarán las distintas frecuencias que se desean conseguir en los diseños.

3.2.1 Banda GSM

Esta banda está orientada a la telefonía móvil tal y como establece la unión internacional de Telecomunicaciones (ITU). En esta banda GSM toman protagonismo la banda GSM-900 y la banda GSM-1800. Estas bandas se establecerán como bandas deseadas a obtener en todas las antenas realizadas a lo largo de este trabajo.

Dentro de la banda GSM 900 existen distintas subbandas a su vez, cada una de las bandas queda definida por su frecuencia de subida y su frecuencia de bajada, tal y como se puede ver en la tabla 3.2-1.

Denominación	Banda	Frecuencia de subida(MHz)	Frecuencia de bajada(MHz)
P-GSM-900	900	890.2 - 914.8	935.2 - 959.8
E-GSM-900	900	880.0 - 914.8	925.2 – 959.8
R-GSM-900	900	876.0 – 914.8	921.0 – 959.8

Tabla 3.2-1. Banda GSM-900.

La banda GSM-1800 usa el intervalo de frecuencia de 1710 MHz a 1785 MHz para la subida de información y el intervalo de frecuencia de 1805 MHz a 1880 MHz para la bajada de información.

3.2.2 Banda 2.4 GHz

El uso de esta banda está destinado para las redes Wi-Fi.

3.2.3 Banda LTE-42

Esta banda está comprendida entre los 3400 MHz para la frecuencia inferior y los 3600 MHz para la frecuencia superior.

3.2.4 Banda CBRS

Esta banda recibe el nombre de servicio de radio de banda ancha para ciudadanos, está comprendida entre los 3550 MHz para la frecuencia inferior y los 3700 MHz para la frecuencia superior.

3.2.5 Banda de frecuencia de 3.4 GHz a 5GHz

Esta banda está destinada a la implantación de la tecnología 5G. La parte inferior de la banda, de 3.4 GHz a 3.8 GHz está destinada a la implantación de esta tecnología en

Europa, mientras que en el resto del mundo se reservan el intervalo de 4.8 GHz a 5 GHz para la implantación de la tecnología 5G.

3.2.6 Banda WLAN-5.8GH

Esta banda está comprendida entre los 5725 MHz para la frecuencia inferior y los 5875 MHz para la frecuencia superior.

3.2.7 Banda V2X

Esta banda está comprendida entre los 5855 MHz para la frecuencia inferior y los 5925 MHz para la frecuencia superior.

3.3 Elección del sustrato

El dieléctrico utilizado es Taconic FR-4, dicho sustrato presenta una constante dieléctrica $\epsilon_r=4.3$, un espesor de 1.58 mm y una tangente de pérdidas de 0.025. Este material se ha elegido debido a su bajo precio y a su aceptable eficiencia.

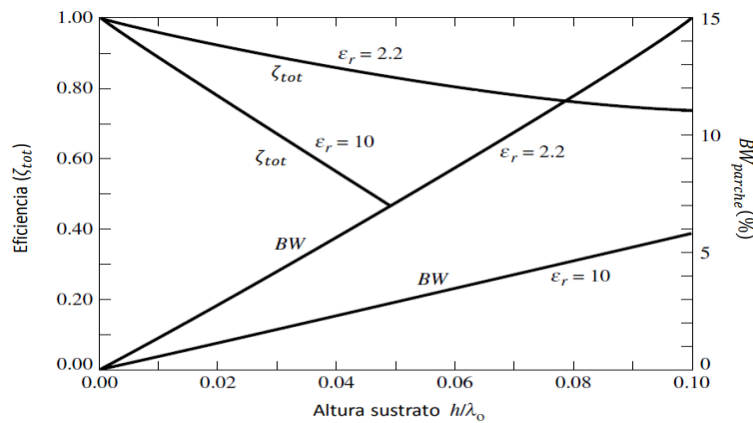


Figura 3.3-1. Comparativa diferentes sustratos.

3.4 Requisitos coeficiente de reflexión y coeficiente de acoplamiento

Como se ha explicado anteriormente, el parámetro S_{11} es el denominado como coeficiente de reflexión a la entrada. Gracias a este parámetro somos capaces de cuantificar que cantidad de potencia se está reflejando en el puerto 1, cuando estamos excitando ese mismo puerto. Como requisito de diseño se busca que en las bandas de frecuencia en las cuales queremos que nuestra antena sea capaz de operar correctamente, el coeficiente de reflexión a la entrada sea igual o inferior a -10 dB. Este valor de -10 dB ya se demostró en la ecuación (18) del apartado 2.2.4, donde veíamos que se tomaba como criterio de diseño un valor de $SWR \leq 2$, lo cual conllevaba que $|\Gamma|_{dB} \leq -9.54 \text{ dB} \cong -10 \text{ dB}$. A continuación, en la figura 3.4-1 se representa la zona que es considerada como no válida (zona roja) y la zona considerada como válida (zona verde) en términos de coeficiente de reflexión.

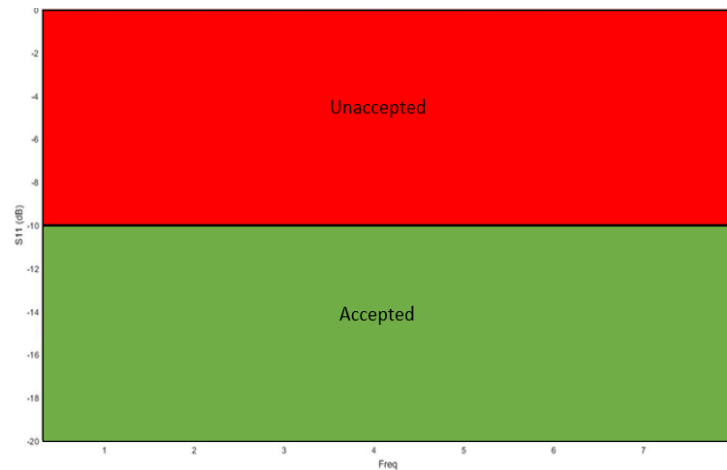


Figura 3.4-1. Objetivo de diseño para el coeficiente de reflexión.

A parte del coeficiente de reflexión, tenemos otro criterio de diseño que se ha de cumplir, este criterio de diseño queda establecido por el coeficiente de acoplamiento.

El coeficiente de acoplamiento al que genéricamente definimos como S_{mn} , nos permite saber qué cantidad de potencia llega al puerto denominado como m, cuando se está excitando el puerto denominado como n. Este coeficiente no aplica sobre antenas unitarias con un único elemento, este criterio de diseño tendrá que ser tenido en cuenta para las antenas MIMO, donde tendremos más de un puerto.

A la hora de diseñar una antena MIMO existen varias regiones en la que nos podemos encontrar según el valor que tenga el coeficiente de acoplamiento. Como criterio de diseño se busca que el coeficiente de acoplamiento este siempre por debajo de los -15 dB, pues una antena MIMO que tenga un coeficiente de acoplamiento superior a -15 dB no puede ser aceptada. Por lo tanto, se establecen los -15 dB como la barrera entre la zona no válida (zona roja) y las zonas válidas (resto de colores). Dentro de la zona válida tenemos distintas franjas que indican como de buena es la antena MIMO diseñada, se considera que el diseño es mejor cuanto menor sea este coeficiente. En este TFG se establecerá como objetivo estar en la clase 3, es decir, se buscará tener un coeficiente de acoplamiento por debajo de -20dB en todas las bandas de trabajo.

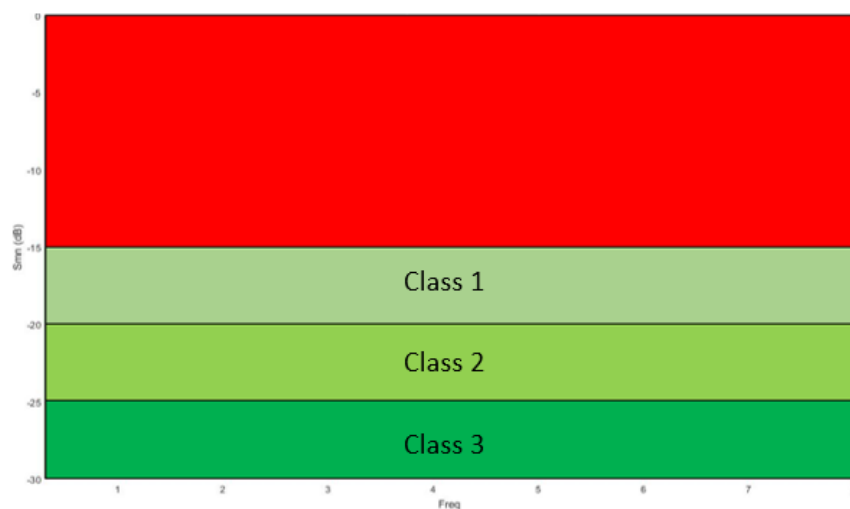


Figura 3.4-2. Criterio de validez para el coeficiente de acoplamiento.

3.5 Coeficiente de correlación

Este coeficiente es un parámetro el cual hace referencia a la relación existente entre las distintas señales entrantes en una antena MIMO. Este coeficiente de correlación es usado en las antenas MIMO con la finalidad de cuantificar el rendimiento del sistema y la eficiencia de las antenas. Factores como la distancia entre los puertos, el ángulo de salida y de llegada, así como la orientación relativa del sistema afectan en la medida de este coeficiente.

El objetivo al diseñar una antena MIMO, es buscar el mínimo acoplamiento posible entre las distintas antenas, esto implica reducir el coeficiente de correlación entre los distintos puertos.

Existen diversas formas de calcular el coeficiente de correlación en una antena MIMO. Una posible forma es mediante el patrón de radiación de campo lejano, mientras que otra alternativa es calcularlo a partir de los parámetros S, esta será la forma empleada en este TFG. Para calcular el coeficiente de correlación a partir de los parámetros S se emplea la expresión (26).

$$ECC = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{[1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)][(1 - |S_{12}|^2 |S_{22}|^2)]} \quad (26)$$

Tal y como se ha mencionado en el apartado 3.4, el objetivo marcado en este TFG es obtener un coeficiente de reflexión (S_{nn}) inferior a -10 dB en las frecuencias deseadas y en cuanto a los coeficientes de acoplamiento (S_{nm}) se establecían los -15 dB como valor umbral entre la zona válida y la zona no válida. De tal forma que el coeficiente de correlación tiene un valor máximo de 0.018 que se alcanza en el peor de los casos posibles, por lo tanto, en nuestro diseño se buscará que el coeficiente de correlación sea inferior a 0.018 en las bandas de trabajo.

3.6 Ganancia de diversidad

Una vez explicado y definido el coeficiente de correlación, hay que hablar de la ganancia de diversidad. La diversidad permite reducir los efectos que se producen a causa del multitrayecto. La ganancia de diversidad en unidades naturales se calcula según la expresión (27), en la cual se observa que se obtiene a partir del coeficiente de correlación explicado en el apartado anterior.

$$DG = 10\sqrt{1 - |ECC|^2} \quad (27)$$

La expresión anterior esta en naturales, con el fin de representarlo en dB se hace (28).

$$DG(dB) = 10 \log_{10}(DG) \quad (28)$$

Para el objetivo de coeficiente de reflexión menor que -10 dB y el objetivo de coeficiente de acoplamiento menor que -15 dB, la ganancia de diversidad tomará valores muy próximos a 10 dB, por tanto, para nuestro diseño buscaremos obtener una ganancia de diversidad lo más próxima a estos 10 dB en las bandas de trabajo.

4 Desarrollo

4.1 Introducción

En este capítulo se desarrollarán los cuatro modelos de antenas propuestos: la antena de parche formada por anillos circulares, la antena de parche con forma de dipolo impreso, la antena de parche con forma elíptica y la antena de parche con forma rectangular.

4.2 Antena modelo 1

Para este primer modelo de antena, se buscará diseñar una antena formada por anillos circulares. Esta antena debe ser capaz de trabajar correctamente en todas las bandas de frecuencias que se han mencionado anteriormente en el apartado 3.2.

4.2.1 Antena de 1 puerto

Como punto de partida del diseño se ha optado por un diseño formado por dos anillos circulares. El sustrato sobre el cual se diseñará la antena es el FR-4 tal y como se explicó en el apartado 3.3. En la parte posterior del sustrato se situará el plano de masa.

Antes de diseñar la antena, es necesario conocer la anchura de la línea de alimentación. Para calcular esta anchura, se recurre a la herramienta LineCalc que tiene el programa ADS e introduciendo los parámetros del sustrato elegido y una impedancia de entrada de 50Ω , ya que los conectores que se usan son de dicho valor, se obtiene que la anchura debe de ser de 3 mm.

Con el objetivo de que la antena pueda trabajar a una frecuencia de 900 MHz, se calcula la longitud que debería tener el elemento $\lambda_0/4$ según las siguientes expresiones:

$$\lambda_0 = \frac{3 \cdot 10^8}{Frecuencia} = \frac{3 \cdot 10^8}{0.9 \cdot 10^9} = 0.333 \text{ m} \quad (29)$$

$$Longitud = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{r_efectiva}}} = \frac{0.333}{4\sqrt{3.26}} = 0.04615 \text{ m} = 46.15 \text{ mm} \quad (30)$$

Donde $\epsilon_{r_efectiva}$ ha sido calculada a partir de la expresión (23) ya que se cumple que $W \geq h$.

Usando el mismo método que en el caso de 900 MHz, si queremos un elemento que resuene a una frecuencia de 1.8 GHz tendremos que diseñar un elemento cuya longitud sea:

$$\lambda_0 = \frac{3 \cdot 10^8}{1.8 \cdot 10^9} = 0.166 \text{ m} \quad Longitud = \frac{0.166}{4\sqrt{3.26}} = 0.023 \text{ m} = 23 \text{ mm} \quad (31)$$

Así mismo, para un último elemento resonante a la frecuencia de 2.4 GHz, la longitud del elemento será:

$$\lambda_0 = \frac{3 \cdot 10^8}{2.4 \cdot 10^9} = 0.125 \text{ m} \quad \text{Longitud} = \frac{0.125}{4\sqrt{3.26}} = 0.0173 \text{ m} = 17.3 \text{ mm} \quad (32)$$

En las siguientes figuras podemos ver los tres elementos diseñados para las frecuencias de 0.9 GHz, de 1.8 GHz y de 2.4 GHz.

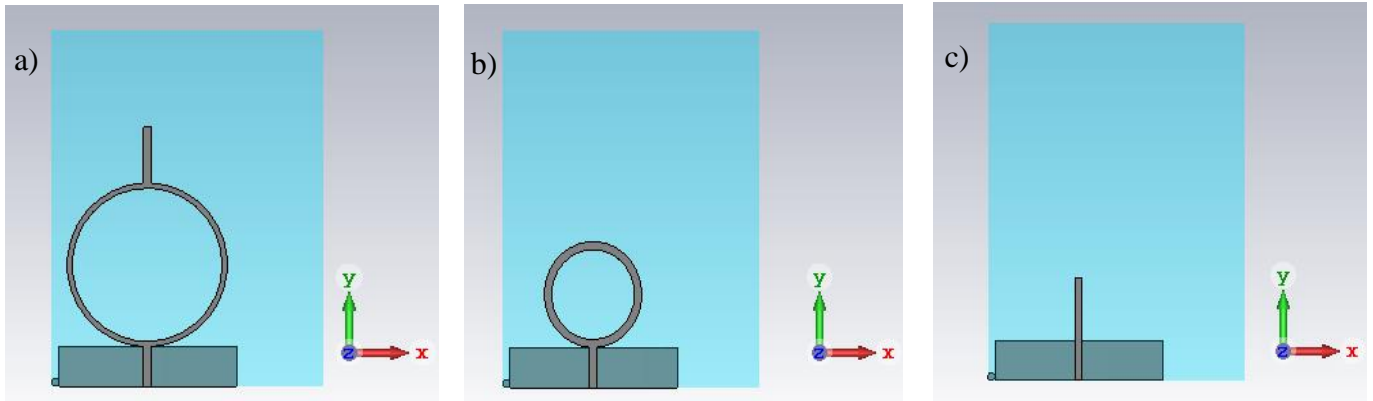


Figura 4.2-1. (a) Elemento resonante a 0.9 GHz. (b) Elemento resonante a 1.8 GHz. (c) Elemento resonante a 2.4 GHz.

A continuación, se procede a combinar en un mismo diseño los tres elementos que se han diseñado. El hecho de combinar los tres elementos estudiados en un mismo diseño afecta al comportamiento de cada elemento. Esto implica que, al combinar los tres elementos en un único diseño, las frecuencias de resonancia de la antena se vean ligeramente modificadas.

Con el objetivo de corregir esta variación en el comportamiento, se requiere de un ajuste en las longitudes de los elementos, de forma que se corrija las frecuencias de resonancia del diseño.

Se ha realizado un estudio el cual se incluye en el anexo A sobre los factores que influyen en el comportamiento de la antena, como son la altura del plano de masa, la anchura de los anillos circulares o la diferencia entre la posición en el eje 'y' de los centros de los anillos circulares.

Tras la realización de este estudio obtenemos el prototipo de antena mostrado en la figura 4.2-2.

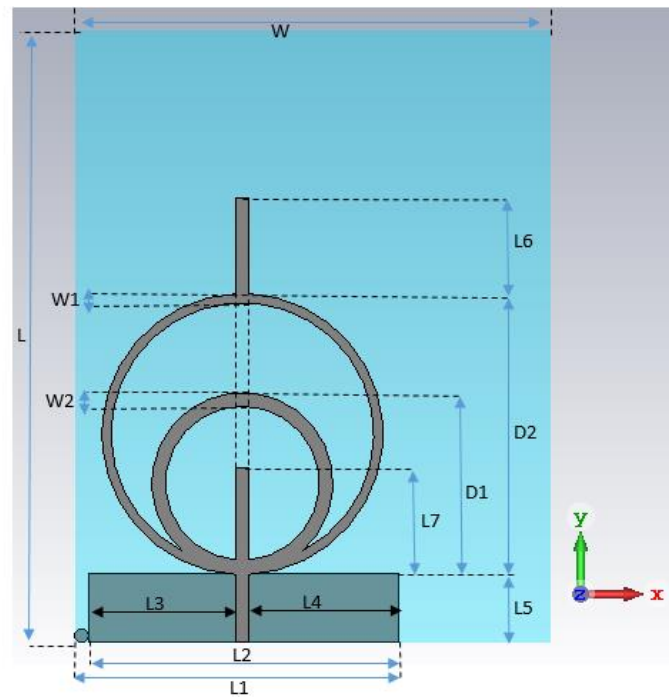


Figura 4.2-2. Dimensiones antena modelo 1.

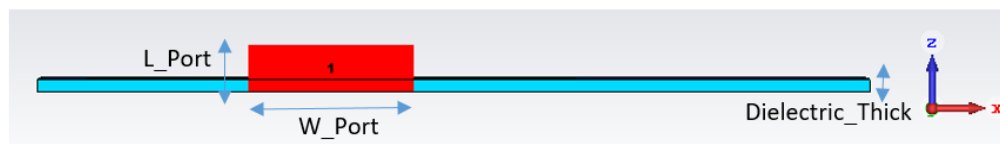


Figura 4.2-3. Dimensiones del puerto.

Dimensiones			
L1	71.6 mm	W	105 mm
L2	68.60 mm	W1	2 mm
L3	32.5 mm	W2	3 mm
L4	33.10 mm	L	135 mm
L5	15.20 mm	L_Port	5.93 mm
L6	21.04 mm	W_Port	21 mm
L7	23.66 mm	Dielectric_Thick	1.55 mm
D1	40 mm	PEC_Thick	0.035 mm
D2	62 mm		

Tabla 4.2-1. Dimensiones antena modelo 1.

A continuación, una vez diseñada la antena y tras realizar la simulación, se obtiene el coeficiente de reflexión de la antena que se muestra en la figura 4.2-4.

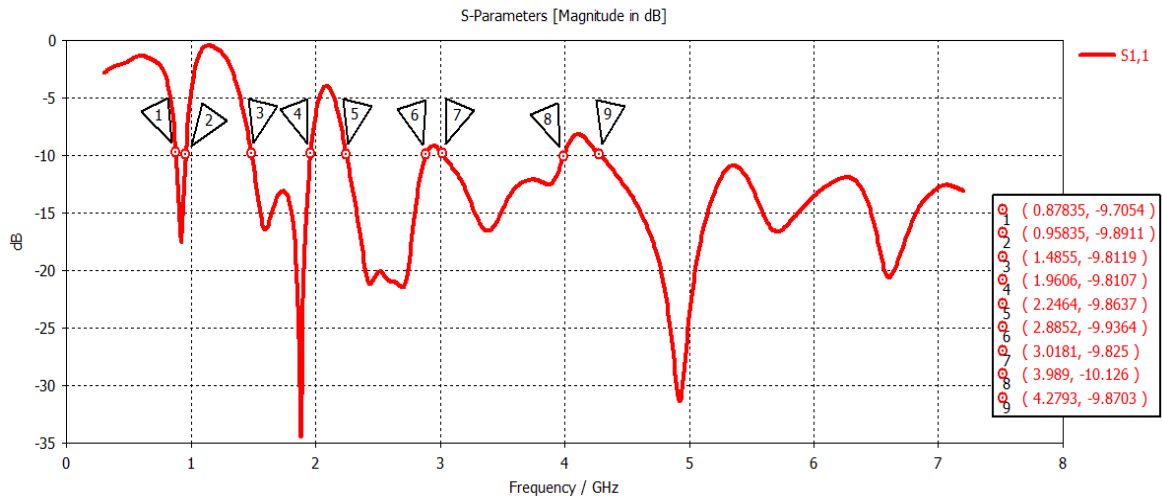


Figura 4.2-4. Diseño 1: Coeficiente de reflexión.

Tal y como se puede observar en la figura 4.2-4, con este prototipo de antena obtenemos 5 bandas de trabajo, la primera de ellas comprendida entre 878 MHz y 958 MHz, la segunda banda comprendida entre 1.48 GHz y 1.96 GHz, la tercera banda comprendida entre 2.25 GHz y 2.88 GHz, la cuarta banda comprendida entre 3.02 GHz y 3.89 GHz y la última banda cuya frecuencia inferior se encuentra en 4.28 GHz.

Con el objetivo de eliminar las frecuencias que no nos interesan en este diseño y delimitar las bandas de frecuencias buscadas, se introducen sendos filtros en el plano de masa para las frecuencias de 3 GHz, 4.1 GHz y 5.3 GHz. Los filtros se han situado en la parte superior del plano reflector, ya que posteriormente se tendrá que soldar el conector a la antena en la parte inferior del plano reflector, por lo que es importante dejar esa zona del plano de masa despejada. La longitud de los distintos filtros se ha calculado a partir de la expresión (25), sin embargo, esta longitud obtenida es orientativa, ya que la longitud eléctrica se ve afectada como ya se explicó anteriormente por la forma, la anchura y la ubicación del filtro. Se ha realizado un estudio con la finalidad de obtener la forma, anchura y posición óptima para cada uno de los filtros tal y como se recoge en el anexo B.

Una vez se ha realizado el estudio para el filtro de 3 GHz, para el filtro de 4.1 GHz y para el filtro de 5.3 GHz, se sitúan los filtros en el plano de masa de la antena, tal y como se puede ver a continuación en la figura 4.2-5.

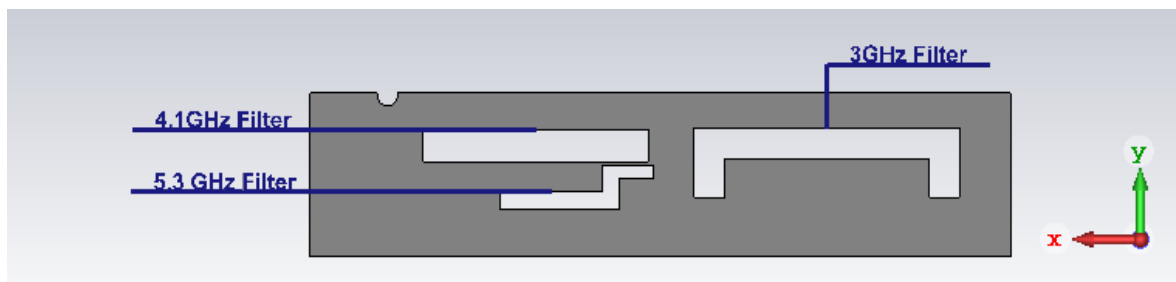


Figura 4.2-5. Disposición de los filtros Notch.

A continuación, en la figura 4.2-6 y en la tabla 4.2-2 se muestran las dimensiones de los filtros utilizados.

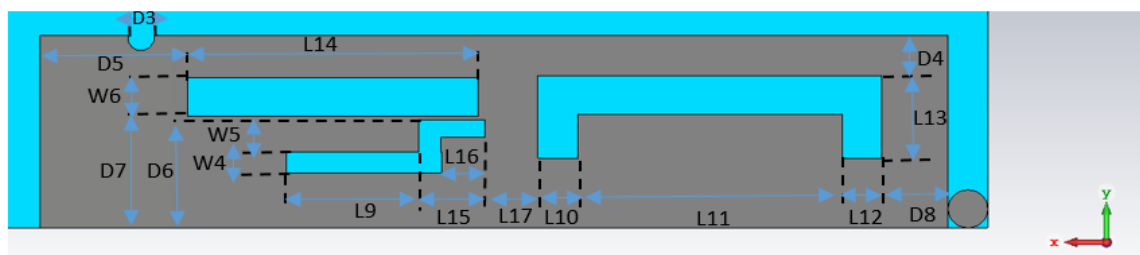


Figura 4.2-6. Dimensiones filtros Notch.

Dimensiones			
L9	10 mm	D3	1.96 mm
L10	3 mm	D4	3.2mm
L11	20 mm	D5	11.1 mm
L12	3 mm	D6	8.5 mm
L13	6.5 mm	D7	8.83mm
L14	22 mm	D8	5 mm
L15	5 mm	W4	1.67 mm
L16	3.33mm	W5	2.5mm
L17	4 mm	W6	3 mm

Tabla 4.2-2. Dimensiones de los filtros Notch.

Una vez introducidos los filtros en la antena se obtienen los resultados de la figura 4.2-7.

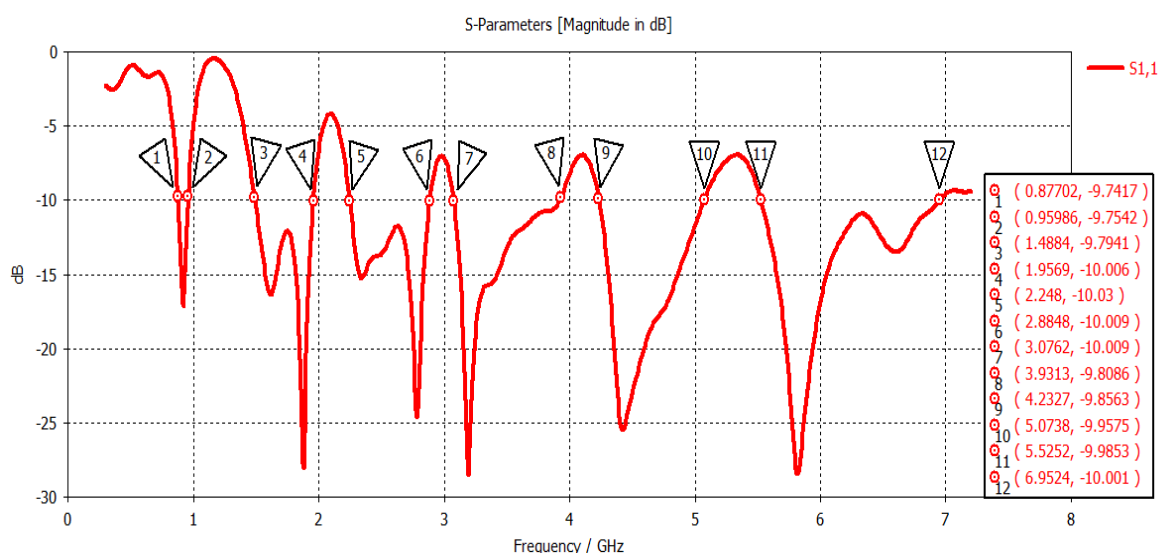


Figura 4.2-7. Diseño 1, antena con filtros Nocth implementados: Coeficiente de reflexión.

Como se puede observar en la figura 4.2-7, al introducir en el plano de masa los tres filtros, el valor del coeficiente de reflexión aumenta en las frecuencias para las que han sido diseñados los filtros (3 GHz, 4.1 GHz y 5.3 GHz), consiguiendo que se refleje más cantidad de señal a dichas frecuencias.

Una vez se han diseñado e introducido los filtros Notch en el plano reflector de la antena, se obtienen las bandas de trabajo deseadas. La primera banda está comprendida entre las frecuencias de 877 MHz y 956 MHz, la segunda banda está comprendida entre 1.48 GHz y 1.956 GHz, la tercera banda está comprendida entre 2.24 GHz y 2.88 GHz, la cuarta banda está comprendida entre 3.07 GHz y 3.93 GHz, la quinta banda está 5 comprendida entre 4.23 GHz y 5.07 GHz y por último la sexta banda está comprendida entre 5.52 GHz y 6.95 GHz.

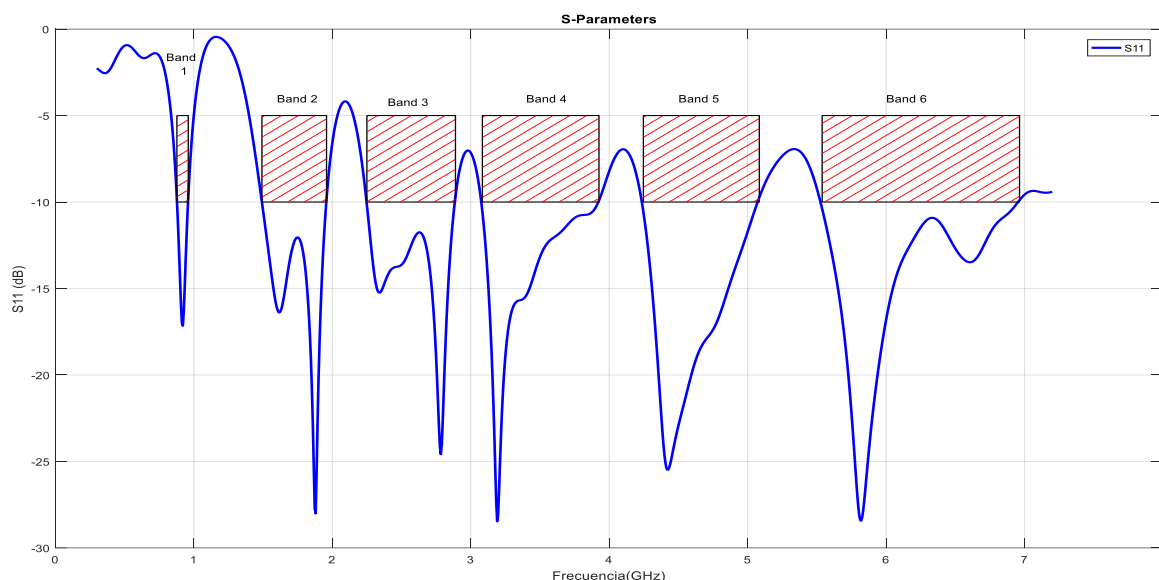


Figura 4.2-8. Diseño 1, bandas de frecuencias.

Bandas	Frecuencia mínima	Frecuencia máxima
Banda 1	0.877 GHz	0.956 GHz
Banda 2	1.48 GHz	1.956 GHz
Banda 3	2.24 GHz	2.88 GHz
Banda 4	3.07 GHz	3.93 GHz
Banda 5	4.23 GHz	5.07 GHz
Banda 6	5.52 GHz	6.95 GHz

Tabla 4.2-3. Diseño 1, bandas de frecuencias.

En la siguiente tabla se muestra el valor de la impedancia de la antena para las frecuencias en las que se obtiene una mejor resonancia.

Impedancias			
0.9 GHz	(35.38 – j 3.36) Ω	3.19 GHz	(55.06 – j 0.08) Ω
1.8 GHz	(48.46 + j 0.53) Ω	4.4 GHz	(47.88 – j 4.21) Ω
2.78 GHz	(56.22 + j 4.2) Ω	5.82 GHz	(46.6 – j 0.5) Ω

Tabla 4.2-4. Diseño 1, tabla de impedancias.

En el anexo C se muestran los diagramas de radiación de la antena diseñada.

4.2.2 Antena MIMO de 2 puertos

Una vez se han conseguido los resultados buscados para la antena de un único puerto, se procede a realizar una antena MIMO de dos puertos. Para ello se duplica el diseño de la antena unitaria y se introduce una separación entre ambos puertos ampliando el dieléctrico. A continuación, se muestra el diseño realizado junto con sus dimensiones.

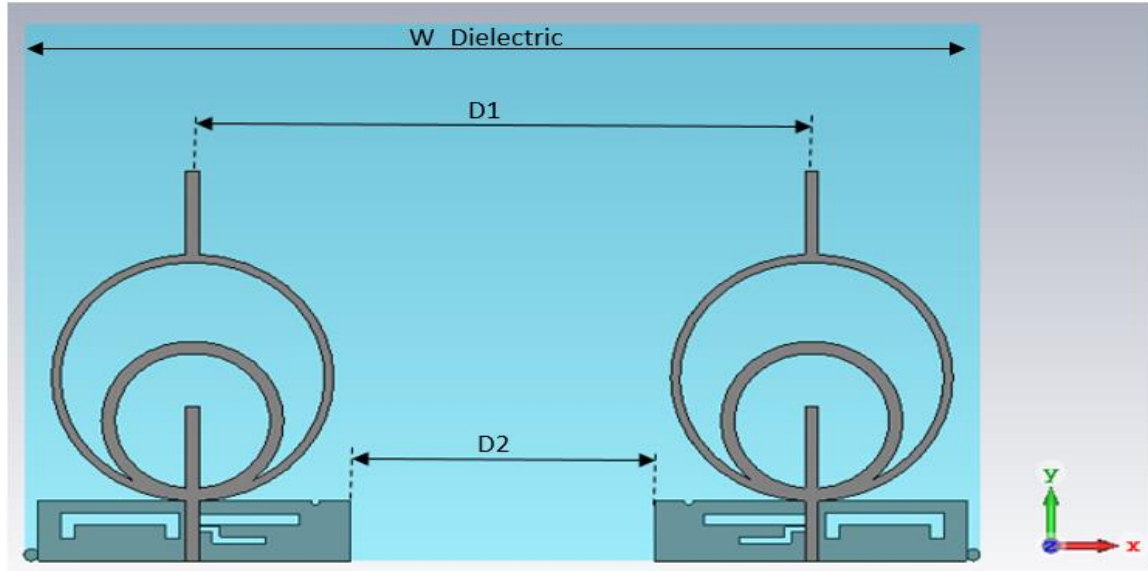


Figura 4.2-9. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos.

Dimensiones	
D1	136 mm
D2	66.79 mm
W_Dielectric	210 mm

Tabla 4.2-5. Diseño 1, dimensiones antena MIMO de 2 puertos.

En la figura 4.2-10 se muestran los resultados de la simulación para la antena MIMO de 2 puertos.

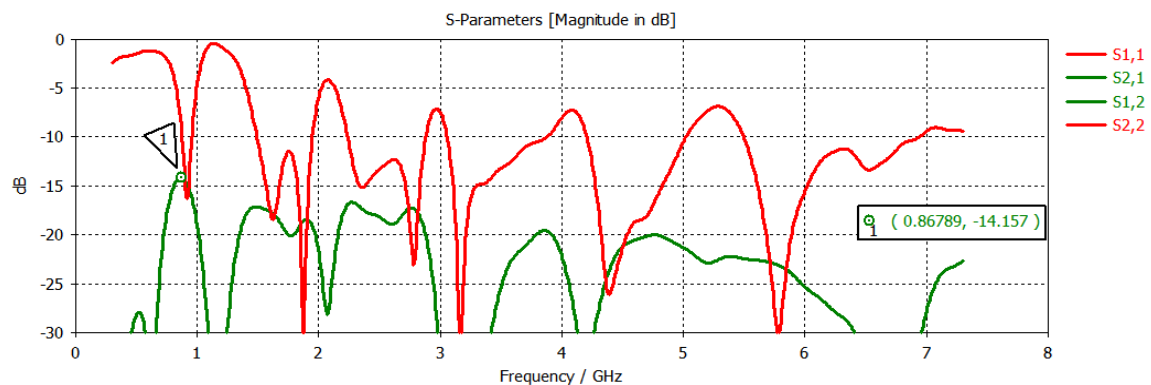


Figura 4.2-10. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos: coeficientes de reflexión y acoplamiento.

Dada la simetría que presenta la antena MIMO de 2 puertos, se cumple la propiedad de reciprocidad en la matriz de parámetros S, por lo que se verifica que $s_{ij} = s_{ji}$, esto

justifica que coincidan ambas curvas de los coeficientes de reflexión y ambas curvas de los coeficientes de acoplamiento.

De los resultados obtenidos de la figura 4.2-10, se observa como ambos coeficientes de reflexión (s_{11} y s_{22}) se encuentran por debajo de los -10 dB en las bandas de trabajo deseadas. Sin embargo, este diseño no es óptimo, ya que se puede observar como los coeficientes de acoplamiento (s_{12} y s_{21}) llegan a tomar valores superiores a -15 dB, tal y como queda reflejado en el marcador 1. Estos valores superiores a -15 dB para el coeficiente de acoplamiento no son aceptables para una antena MIMO tal y como se explicó en el apartado 3.4. Con el objetivo de reducir lo máximo posible los coeficientes de acoplamiento (s_{12} y s_{21}), se desarrollará un diseño de barrera metálica en el apartado 4.2.3 para esta antena MIMO y de este modo mejorar el aislamiento entre ambos puertos de la antena.

4.2.3 Antena MIMO de 2 puertos con barrera

Tal y como se ha mencionado anteriormente, el objetivo en este apartado es reducir el acoplamiento entre ambos puertos. Una manera de reducir el acoplamiento es aumentar la distancia entre los puertos de la antena MIMO, sin embargo, por criterios de diseño se busca hacer antenas con el menor tamaño posible, por lo que este método se rechazará y se optará por reducir el acoplamiento mediante el uso de unas barreras metálicas situadas entre medias de los dos puertos de la antena MIMO.

Tras diseñar y probar en la antena MIMO distintos tipos y configuraciones de barreras, se ha optado por implementar el diseño de la figura 4.2-11, debido a que con ella se obtenían los mejores resultados. El estudio del resto de barreras estudiadas se puede encontrar en el anexo D.

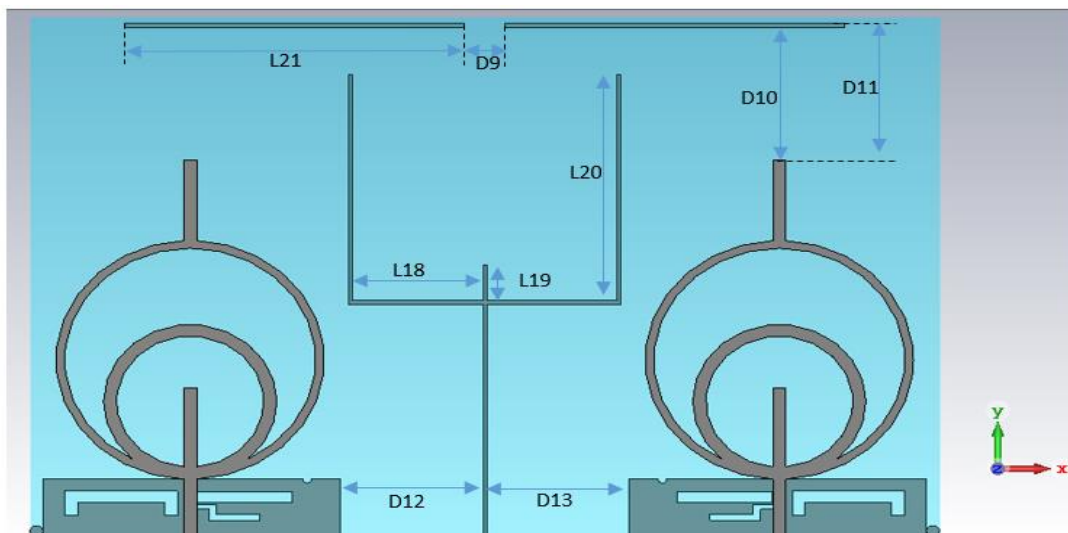


Figura 4.2-11. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos con barreras metálicas.

Dimensiones			
D9	9.43 mm	D13	32.96 mm
D10	12.21 mm	L19	9.2 mm
D11	13.30 mm	L20	58.74 mm
D12	32.96 mm	L21	78.29 mm

Tabla 4.2-6. Diseño 1, dimensiones antena MIMO de 2 puertos con barreras metálicas.

Una vez se han incluido las barreras en el diseño, se obtienen los resultados de la figura 4.2-12.

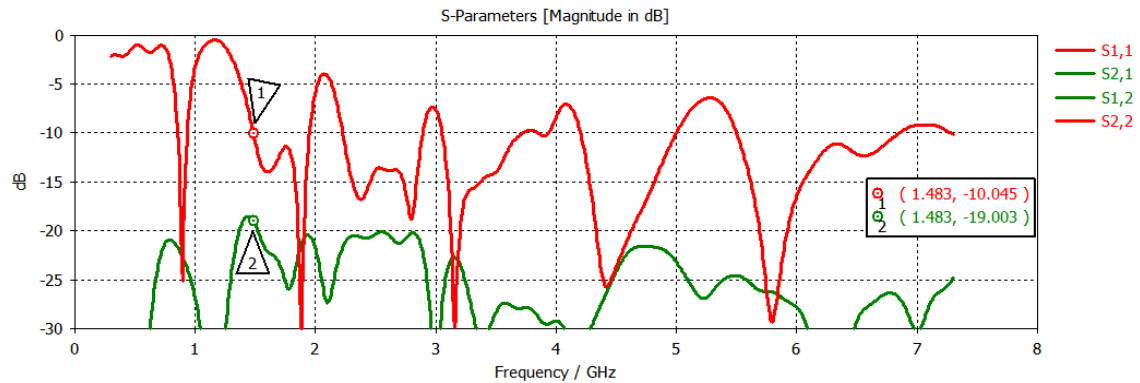


Figura 4.2-12. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos con barreras metálicas: Coeficientes de reflexión y acoplamiento.

De los resultados obtenidos en la figura 4.2-12, se puede observar como los coeficientes de reflexión no sufren grandes variaciones al introducir las barreras metálicas en la antena MIMO. Sin embargo, se aprecia el gran efecto que tienen las barreras introducidas en términos de aislamiento, se consigue hacer que los coeficientes de acoplamiento mejoren, estando en -20 dB en todas las bandas salvo en un punto de la segunda banda (1.48 GHz a 1.956 GHz), donde toma un valor de -19 dB tal y como se ve en el marcador 2.

En la siguiente figura se mostrará el coeficiente de correlación de la antena MIMO diseñada una vez se ha introducido la barrera metálica, el coeficiente de correlación ha sido calculado según la expresión (26) del apartado 3.5.

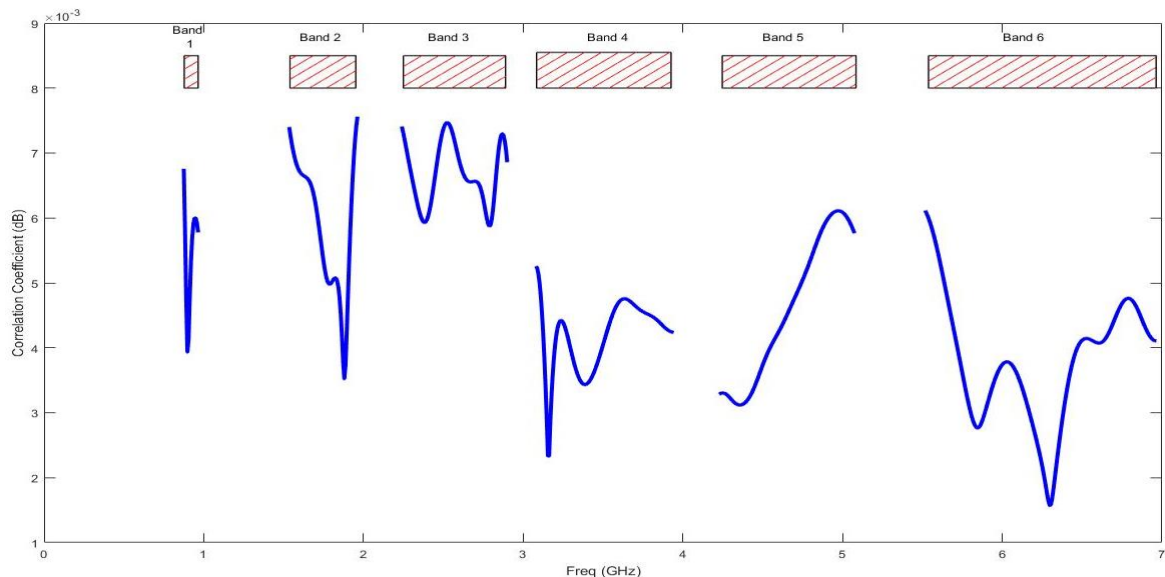


Figura 4.2-13. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos con barreras metálicas: Coeficiente de correlación.

En la figura 4.2-13 se observa como el coeficiente de correlación es siempre inferior a 0.008 en todas las bandas de trabajo, por lo que cumple la condición de ser inferior a 0.018

que se establecía como el límite para el coeficiente de correlación en una antena MIMO, tal y como se explicó en el apartado 3.5.

A continuación, en la siguiente figura se mostrará la ganancia de diversidad, la cual ha sido calculada mediante la expresión (28) que se vio en el apartado 3.6.

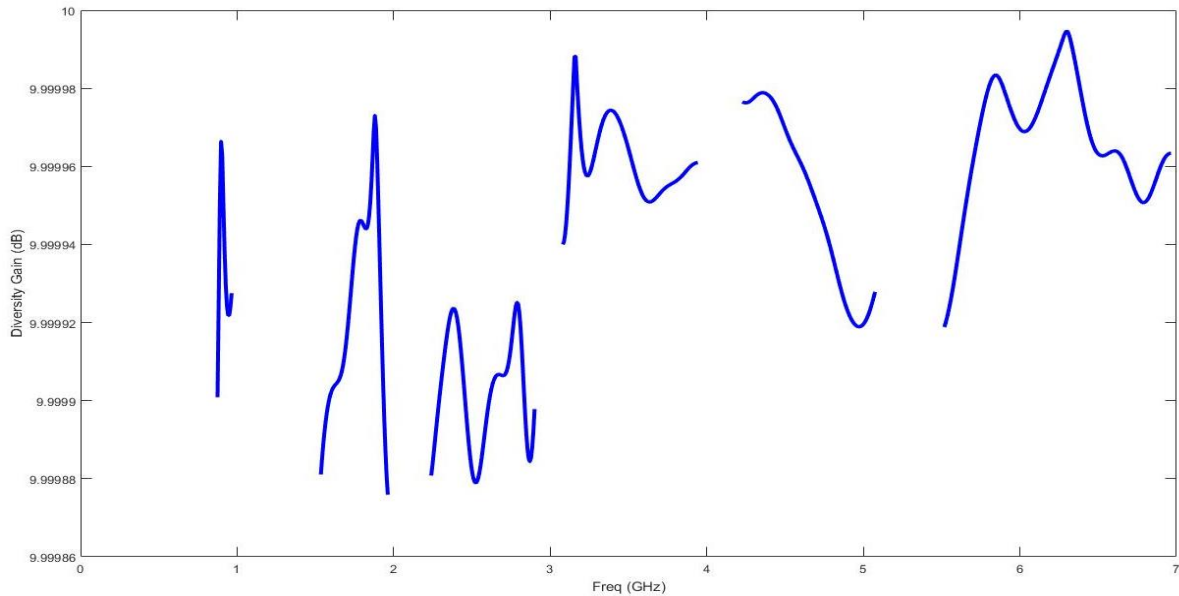


Figura 4.2-14. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos con barreras metálicas: Ganancia de diversidad.

El resultado óptimo en términos de ganancia de diversidad para una antena MIMO sería alcanzar un valor de 10 dB. En la figura anterior podemos observar como la ganancia de diversidad para nuestro diseño toma valores muy próximos a los 10 dB en todas las bandas de trabajo, lo cual indica la bondad de nuestra antena MIMO diseñada.

Dado que se obtiene un coeficiente de reflexión inferior a -10 dB, sumado a un coeficiente de acoplamiento prácticamente inferior a -20 dB en todas las bandas, un coeficiente de correlación inferior a 0.018 y una ganancia de diversidad que toma valores muy próximos a los 10 dB, esta antena MIMO sería apta, ya que cumple los requisitos de diseño establecidos.

En el anexo E se muestran otras posibles configuraciones realizadas para una antena MIMO de 2 puertos.

4.2.4 Antena MIMO de 4 puertos

Dado que el taller de circuitos impresos de la Escuela Politécnica Superior de la UAM tiene capacidad para trabajar con dimensiones de hasta 21 x 29.7 cm, se puede realizar una antena MIMO con 4 puertos para este modelo.

El objetivo de realizar una antena con un mayor número de puertos reside en el hecho de que al ir aumentando el número de puertos se consigue mejorar las prestaciones de la antena MIMO. Una vez se ha realizado el diseño de la antena MIMO de 2 puertos que funcione correctamente, se procede a duplicar la antena MIMO de 2 puertos, consiguiendo la antena MIMO de 4 puertos que se muestra a continuación en la figura 4.2-15.

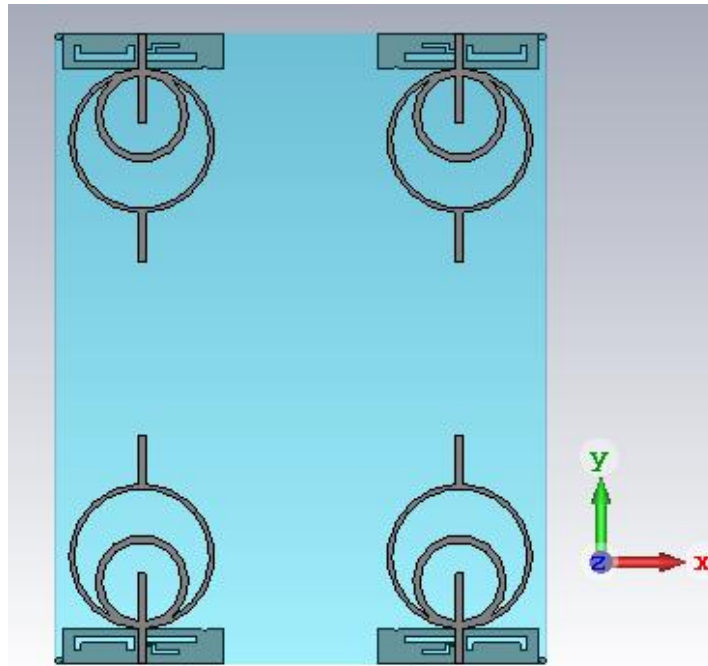


Figura 4.2-15. Diseño 1, antena MIMO de 4 puertos.

Una vez realizada la simulación de la antena MIMO de 4 puertos se obtienen los resultados de la figura 4.2-16.

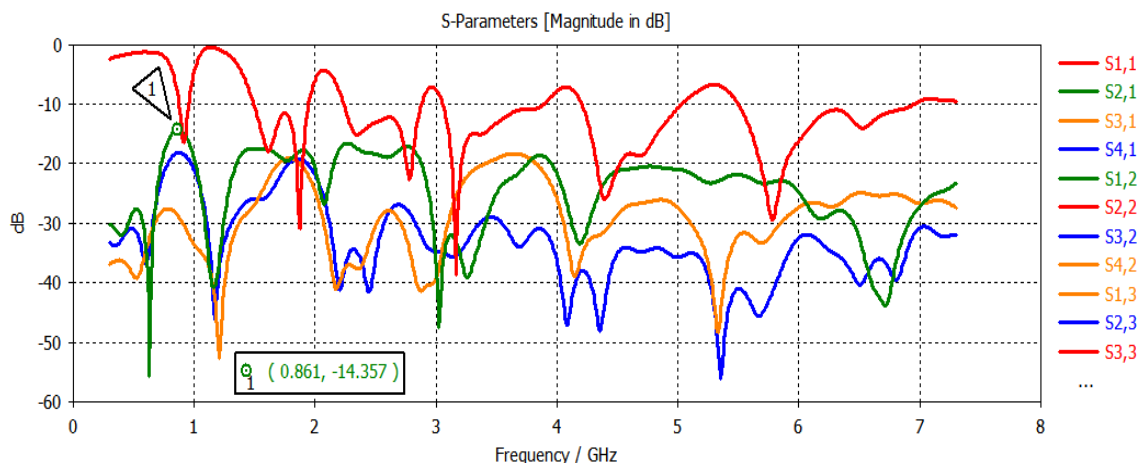


Figura 4.2-16. Diseño 1, antena MIMO de 4 puertos: Coeficientes de reflexión y de acoplamiento.

A partir de los resultados obtenidos, podemos observar como al incrementar el número de puertos en la antena MIMO, los coeficientes de reflexión no se ven prácticamente afectados respecto del coeficiente de reflexión obtenido en la antena de un único puerto (figura 4.2-7). A su vez podemos observar como los coeficientes de acoplamiento en la quinta banda (4.23 GHz a 5.07 GHz) y en la sexta banda (5.52 GHz a 6.95 GHz) se encuentran por debajo de los -20 dB marcados como objetivo deseado. Sin embargo, en el resto de bandas de trabajo los coeficientes de acoplamiento no se encuentran por debajo de los -20 dB, llegando el coeficiente de acoplamiento en el peor de los casos a tomar un valor de -14.37 dB tal y como se ve en el marcador número 1. Con el objetivo de reducir el acoplamiento entre los puertos, se diseñará una antena MIMO de 4 puertos con la presencia de barreras metálicas.

4.2.5 Antena MIMO de 4 puertos con barrera

Tal y como se ha visto en el apartado 4.2.4, al realizar una antena MIMO de cuatro puertos sin introducir barreras metálicas entre los puertos, no se consigue el aislamiento deseado. En este modelo se tratará de disminuir los coeficientes de acoplamiento hasta los -20 dB deseados en las bandas de trabajo, para conseguir este objetivo se introducen unas barreras metálicas entre los puertos, la configuración elegida ha sido la misma que para la antena MIMO de 2 puertos.

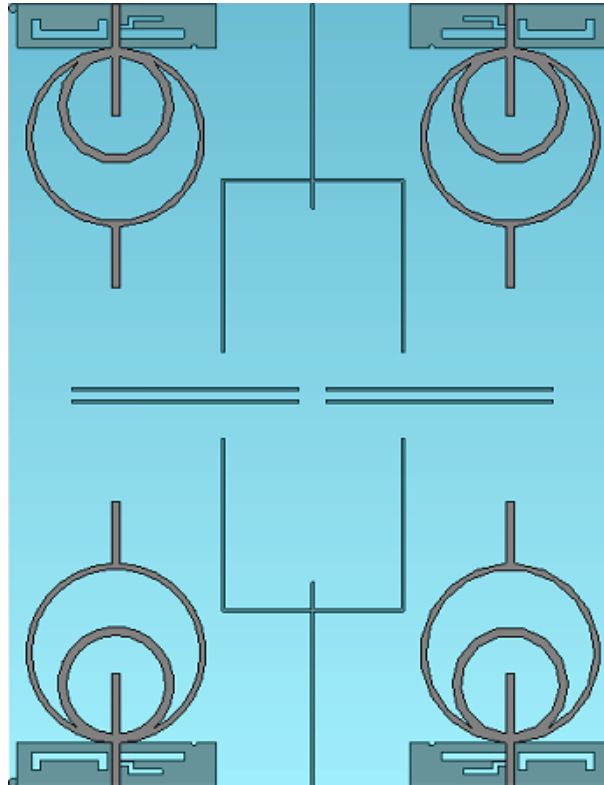


Figura 4.2-17. Diseño 1, antena MIMO 4 puertos con barreras metálicas.

Una vez realizada la simulación de la antena MIMO se observa como los coeficientes de acoplamiento se encuentran prácticamente por debajo de los -20 dB en todas las bandas de trabajo, por lo que esta antena MIMO cumpliría nuestros requisitos de aislamiento.

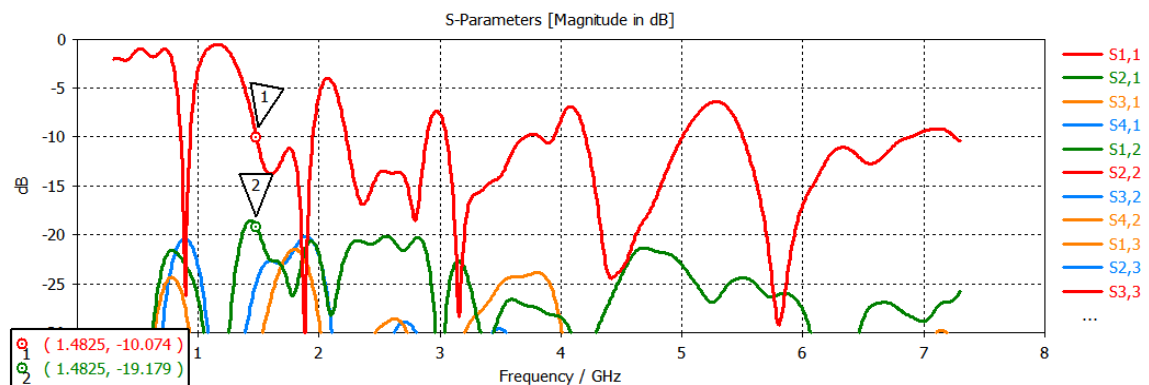


Figura 4.2-18. Diseño 1, antena MIMO 4 puertos con barreras metálicas: Coeficientes de reflexión y de acoplamiento.

4.3 Antena modelo 2

En este modelo de antena se diseñará un dipolo impreso. El objetivo de este diseño es conseguir una antena que sea capaz de trabajar a la frecuencia de 0.9 GHz (GSM-900), a la frecuencia de 1.8 GHz (GSM-1800) y a la frecuencia de 2.4 GHz (Wi-Fi). A la hora de diseñar esta antena se han consultado las referencias [6] y [7].

4.3.1 Antena de 1 puerto

Este diseño está formado por tres dipolos impresos, donde cada uno de los dipolos se encarga de resonar a una determinada frecuencia, por lo que cada dipolo tendrá una longitud diferente. Los dipolos se han situado en ambas caras del sustrato, pero con direcciones x opuestas en cada cara. Los dipolos de cada cara se conectan entre sí con una línea de alimentación impresa a lo largo de la dirección y .

Como se ha dicho anteriormente, los dipolos no tienen la misma longitud. Los dipolos con menor longitud son los encargados de las frecuencias más altas, mientras que el dipolo de mayor longitud es el encargado de resonar a la frecuencia más baja. A la hora de diseñar una antena interesa usar el menor espacio posible, por lo que al dipolo de mayor longitud se le introducirá un giro con el objetivo de hacer la antena más compacta.

A continuación, en la figura 4.3-1 se pueden ver ambas caras de la antena y las dimensiones del puerto en la figura 4.3-2.

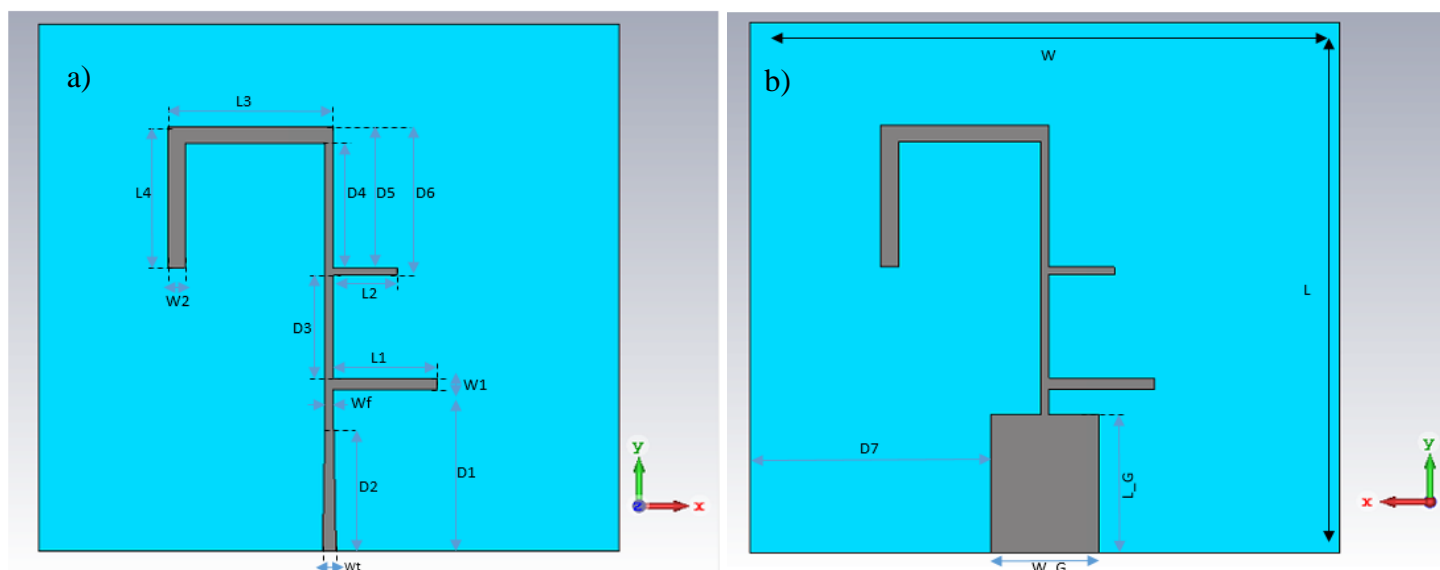


Figura 4.3-1. Dimensiones antena modelo 2. (a) Cara delantera sustrato. (b) Cara posterior sustrato.

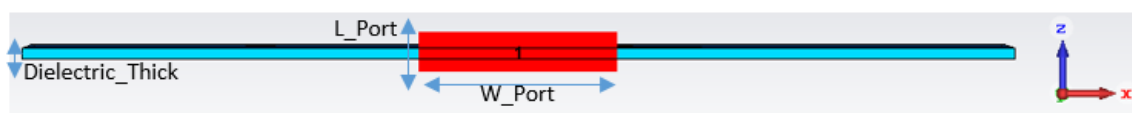


Figura 4.3-2. Dimensiones puerto antena modelo 2.

Dimensiones			
D1	43 mm	L3	42.74 mm
D2	38.26 mm	L4	37.44 mm
D3	27.27 mm	L_G	36.30 mm
D4	34.01 mm	L_Port	6 mm
D5	38.41 mm	W	150 mm
D6	39.41 mm	Wf	2 mm
D7	61.18 mm	Wt	3.6 mm
Dielectric_Thick	1.55 mm	W1	3 mm
L	140 mm	W2	4.4 mm
L1	26.84 mm	W_G	27.62 mm
L2	16.58 mm	W_Port	30 mm

Tabla 4.3-1. Dimensiones antena modelo 2.

En la figura 4.3-3 se muestran los resultados obtenidos para el coeficiente de reflexión.

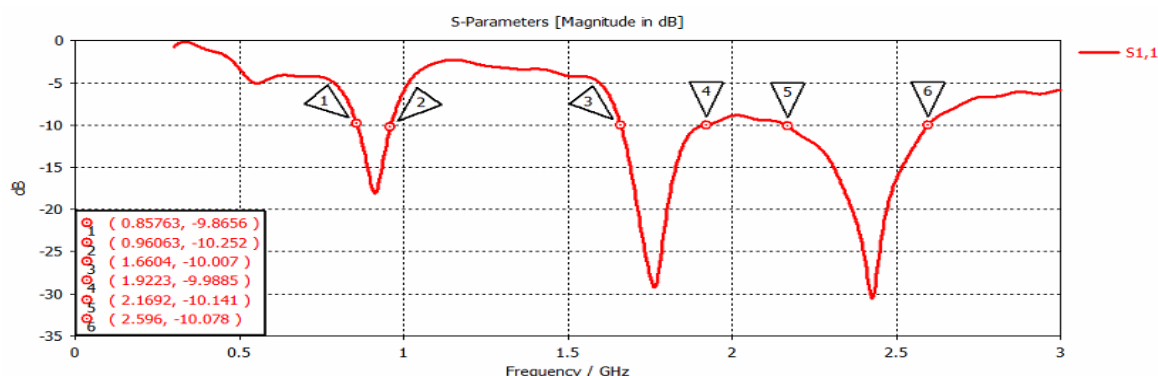


Figura 4.3-3. Diseño 2: Coeficiente de reflexión.

En la figura 4.3-3, se puede apreciar como el coeficiente de reflexión de la antena diseñada se encuentra por debajo de los -10 dB en todas las frecuencias a las que se desea que sea capaz de operar (0.9 GHz, 1.8 GHz y 2.4GHz), cumpliendo los requisitos propuestos.

Bandas	Frecuencia mínima	Frecuencia máxima
Banda 1	0.857 GHz	0.96 GHz
Banda 2	1.66 GHz	1.922 GHz
Banda 3	2.169 GHz	2.596 GHz

Tabla 4.3-2. Diseño 2, bandas de frecuencias.

En la siguiente tabla se muestra el valor de la impedancia de la antena en las frecuencias donde se obtiene una mejor resonancia.

Impedancias			
0.88 GHz	(54.27 – j 0.42) Ω	2.4 GHz	(47.5 + j 1.71) Ω
1.78 GHz	(51.34 + j 1.03) Ω		

Tabla 4.3-3. Diseño 2, tabla de impedancias.

En el anexo F se muestran los diagramas de radiación para el diseño realizado.

4.3.2 Antena MIMO 2 puertos

Una vez se han conseguido los resultados buscados para la antena de un único puerto, se procede a realizar una antena MIMO de dos puertos. Para ello se duplica el diseño de la antena unitaria y se introduce una separación entre ambos puertos ampliando el dieléctrico. A continuación, en la figura 4.3-4 se muestra el diseño realizado junto con sus dimensiones en la tabla 4.3-4.

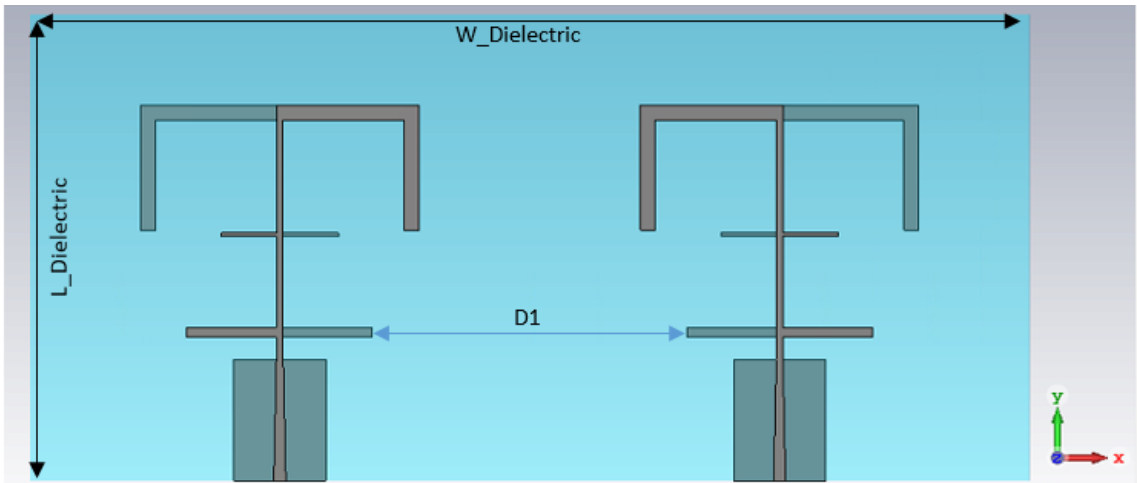


Figura 4.3-4. Diseño 2, antena MIMO de 2 puertos.

Dimensiones	
D1	94.33 mm
L_Dielectric	140 mm
W_Dielectric	270 mm

Tabla 4.3-4. Diseño 2, dimensiones antena MIMO de 2 puertos.

En la figura 4.3-5 se muestran los resultados obtenidos una vez se ha diseñado y simulado la antena MIMO de 2 puertos.

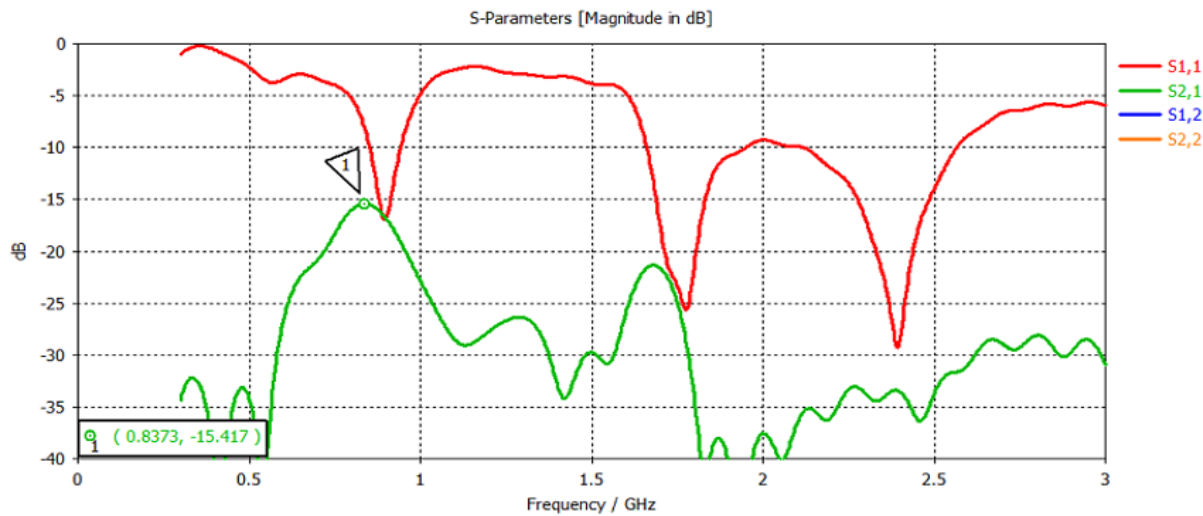


Figura 4.3-5. Diseño 2, antena MIMO de 2 puertos: coeficientes de reflexión y de acoplamiento.

En la figura 4.3-5 se aprecia como las bandas de frecuencias deseadas no se ven alteradas respecto de los resultados obtenidos para la antenna realizada de un solo puerto (figura 4.3-3). Respecto a los coeficientes de acoplamiento, se observa cómo se encuentran por debajo de los -15 dB en todas las bandas de trabajo.

Dado que se obtiene un coeficiente de reflexión inferior a -10 dB a las frecuencias deseadas y se obtiene un coeficiente de acoplamiento inferior a -15 dB, esta antenna MIMO sería apta, sin embargo, se buscará reducir el acoplamiento existente introduciendo una barrera entre ambos puertos de la antenna MIMO.

4.3.3 Antena MIMO de 2 puertos con barrera

Tal y como se ha visto en el apartado 4.3.2, al realizar una antenna MIMO sin introducir barreras metálicas entre los puertos no se consigue el aislamiento deseado (figura 4.3-5). En este diseño se tratará de disminuir los coeficientes de acoplamiento hasta los -20 dB deseados en todas las bandas de trabajo.

Para conseguir mejorar el aislamiento se introducen unas barreras metálicas entre los puertos de la antenna MIMO. A continuación, en la figura 4.3-6 se muestra el diseño final de la antenna MIMO, junto a sus dimensiones en la tabla 4.3-5.

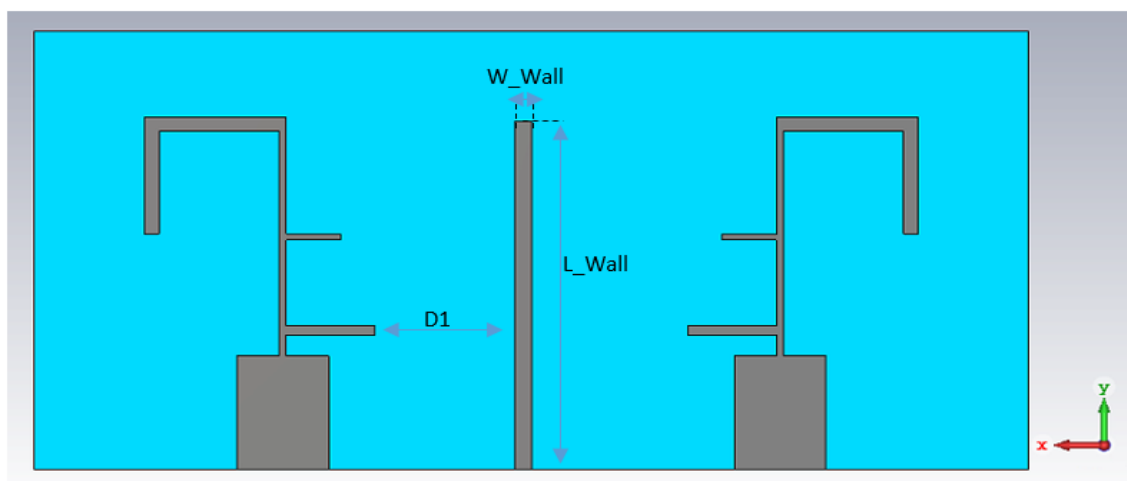


Figura 4.3-6. Diseño 2, antena MIMO de 2 puertos con barreras metálicas.

Dimensiones			
D1	42.16 mm	W_Wall	5 mm
L_Wall	111.40 mm		

Tabla 4.3-5. Diseño 2, dimensiones antena MIMO de 2 puertos con barreras metálicas.

A continuación, en la figura 4.3-7 se muestran los coeficientes de reflexión y de acoplamiento obtenidos para la antena MIMO de 2 puertos una vez se han introducido las barreras metálicas entre los puertos.

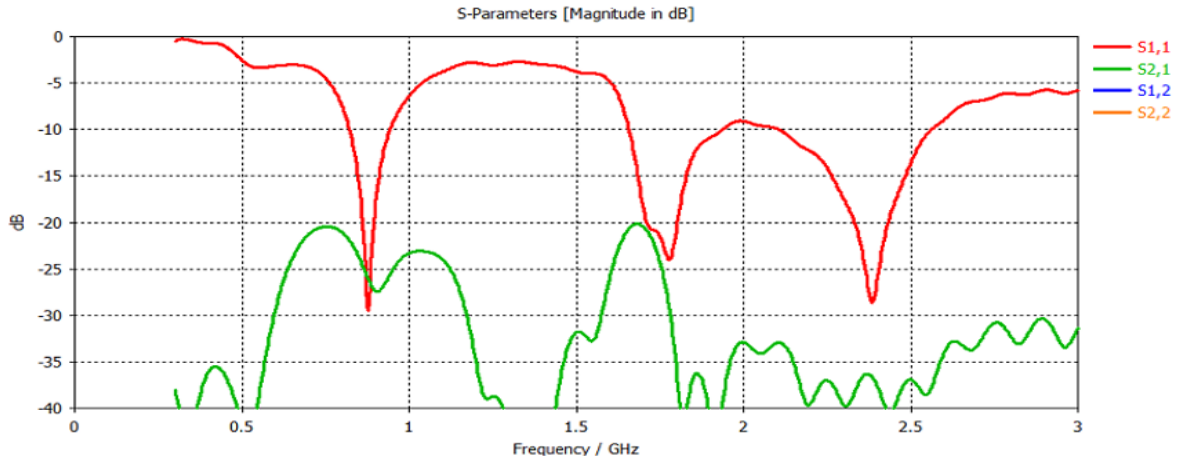


Figura 4.3-7. Diseño 2, antena MIMO de 2 puertos con barreras metálicas: Coeficientes de reflexión y acoplamiento.

En los resultados obtenidos de la figura 4.3-7, se puede observar como los coeficientes de reflexión no sufren grandes variaciones al introducir las barreras metálicas en la antena MIMO, sin embargo, se puede apreciar el efecto que tienen las barreras introducidas en términos de aislamiento, se consigue hacer que los coeficientes de acoplamiento mejoren, estando por debajo de los -20 dB en todas las bandas.

En la siguiente figura se mostrará el coeficiente de correlación de la antena MIMO diseñada, este coeficiente ha sido calculado según la expresión (26) del apartado 3.5.

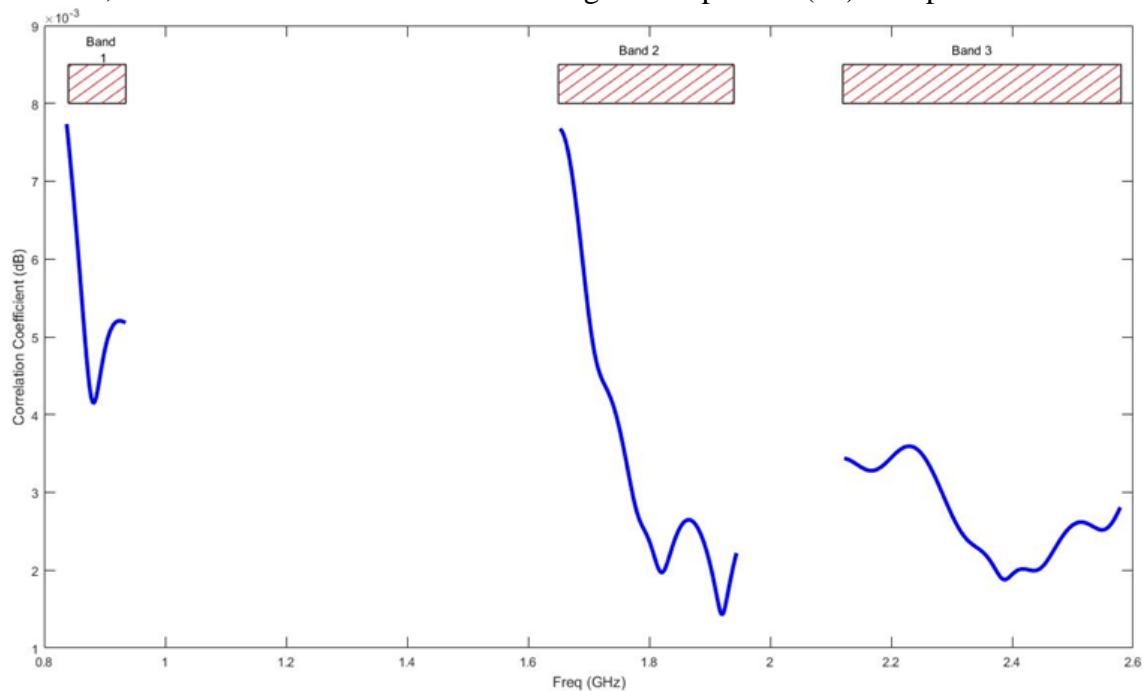


Figura 4.3-8. Diseño 2, antena MIMO de 2 puertos con barreras metálicas: Coeficiente de correlación.

En la figura 4.3-8 se observa como el coeficiente de correlación es siempre inferior a 0.008 en todas las bandas de trabajo, por lo que cumple la condición de ser inferior a 0.018

que se establecía como el límite para el coeficiente de correlación para una antena MIMO tal y como se explicó en el apartado 3.5.

A continuación, en la siguiente figura se mostrará la ganancia de diversidad, la cual ha sido calculada mediante la expresión (28) que se vio en el apartado 3.6.

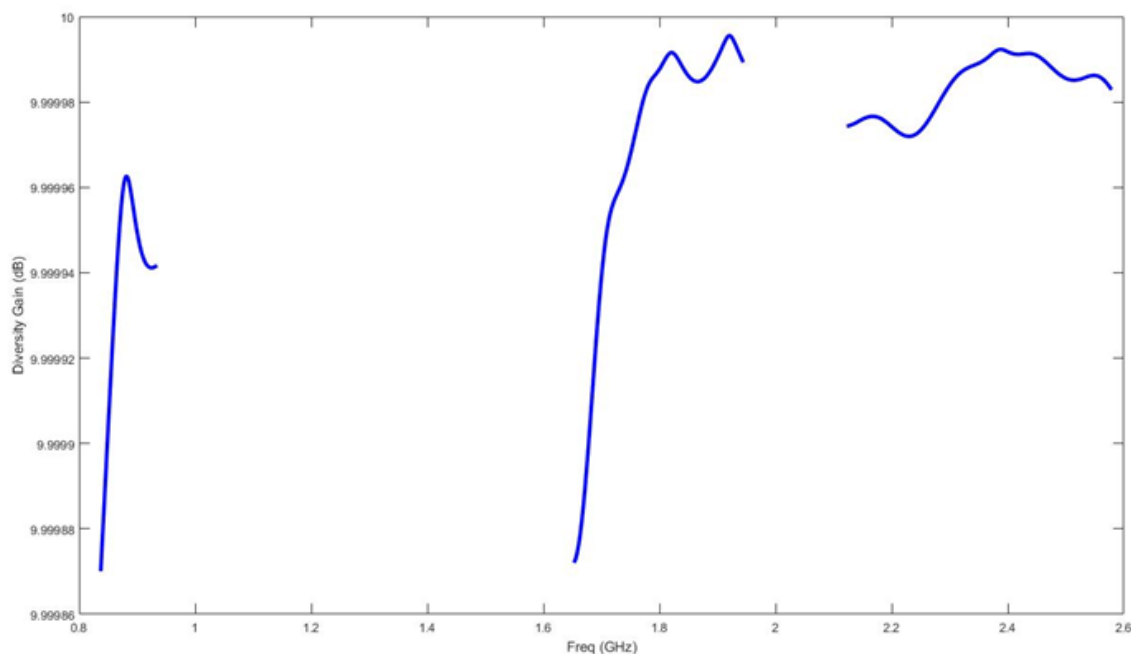


Figura 4.3-9. Diseño 2, antena MIMO de 2 puertos con barreras metálicas: Ganancia de diversidad.

El resultado óptimo para la ganancia de diversidad en una antena MIMO de 2 puertos sería un valor de 10 dB. En la figura 4.3-9 se observa como la ganancia de diversidad para nuestro diseño toma valores muy próximos a 10 dB en todas las bandas de trabajo, lo cual indica la bondad de nuestra antena MIMO.

Una vez se ha diseñado correctamente la antena MIMO de 2 puertos, se podría duplicar esta antena MIMO con la finalidad de obtener una antena MIMO de 4 puertos. Sin embargo, para este diseño no se realizará una antena MIMO de 4 puertos, ya que superaría las dimensiones máximas de 21 x 29.7 cm con las que se puede trabajar en el taller de circuitos impresos de la Escuela.

4.4 Antena modelo 3

En este modelo de antena, se diseñará una antena formada por una combinación de parches circulares. El objetivo de este diseño será conseguir una antena que sea capaz de trabajar a partir de una frecuencia de 0.8 GHz.

4.4.1 Antena de 1 puerto

Al igual que en los anteriores modelos de antenas, este diseño se ha realizado con un sustrato FR-4, en la cara posterior del sustrato se situará el plano de masa, mientras que en la cara delantera se situará el resto de la antena. Los pasos seguidos para el desarrollo de esta antena se muestran en el anexo G.

Tras seguir el desarrollo del anexo anteriormente mencionado, se llega al resultado final de la antena. En la figura 4.4-1 se puede ver el resultado final de la antena diseñada, junto a sus dimensiones.

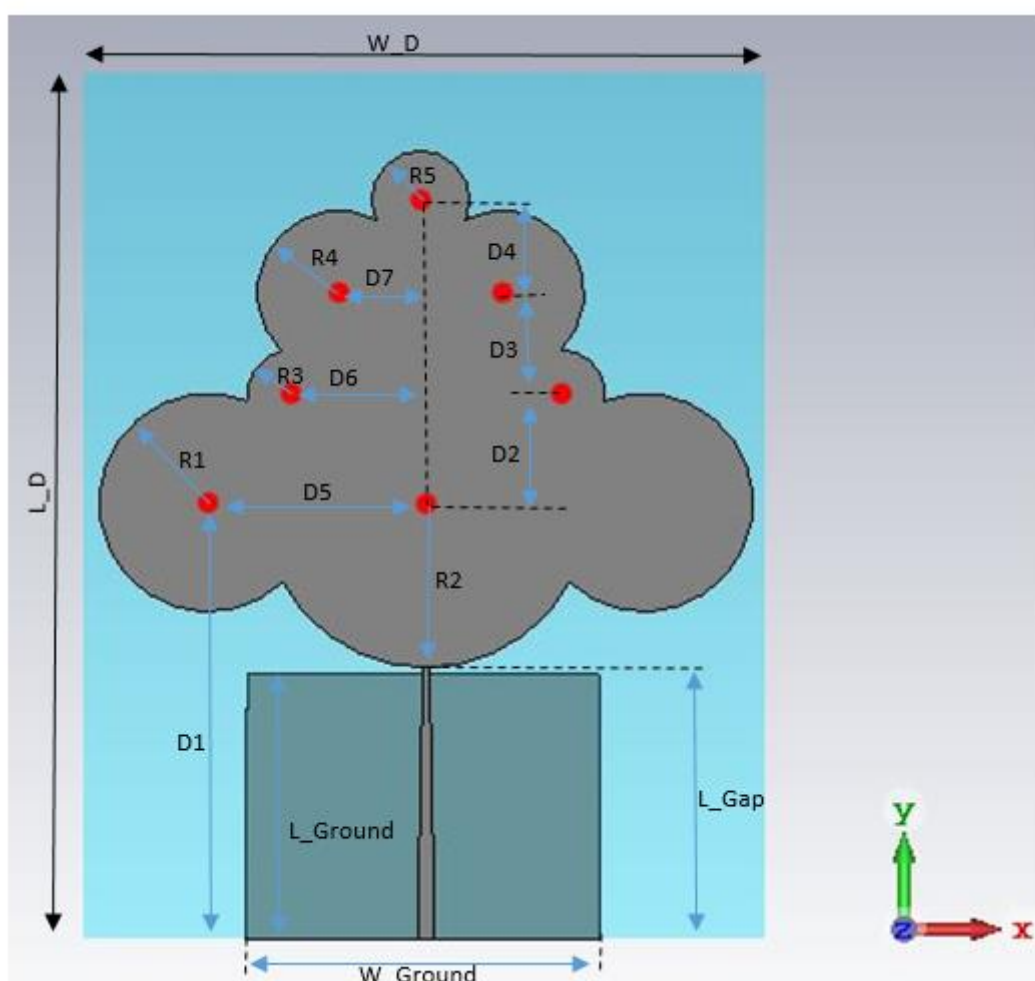


Figura 4.4-1. Dimensiones antena modelo 3.

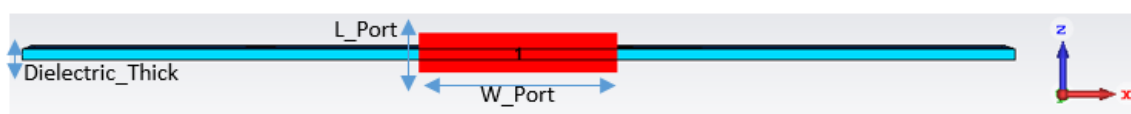


Figura 4.4-2. Dimensiones puerto antena modelo 3.

Dimensiones			
D1	39.5 mm	L_Ground	48.6 mm
D2	20 mm	L_Port	4 mm
D3	18.5 mm	R1	20 mm
D4	17 mm	R2	30 mm
D5	40 mm	R3	8 mm
D6	20.2 mm	R4	15 mm
D7	38.7 mm	R5	9 mm
Dielectric_Thick	1.55 mm	W_D	65 mm
L_D	159 mm	W_Ground	125 mm
L_Gap	49.82 mm	W_Port	34 mm

Tabla 4.4-1. Dimensiones antena modelo 3.

Una vez realizado el diseño de la antena, se obtienen los siguientes resultados para el coeficiente de reflexión.

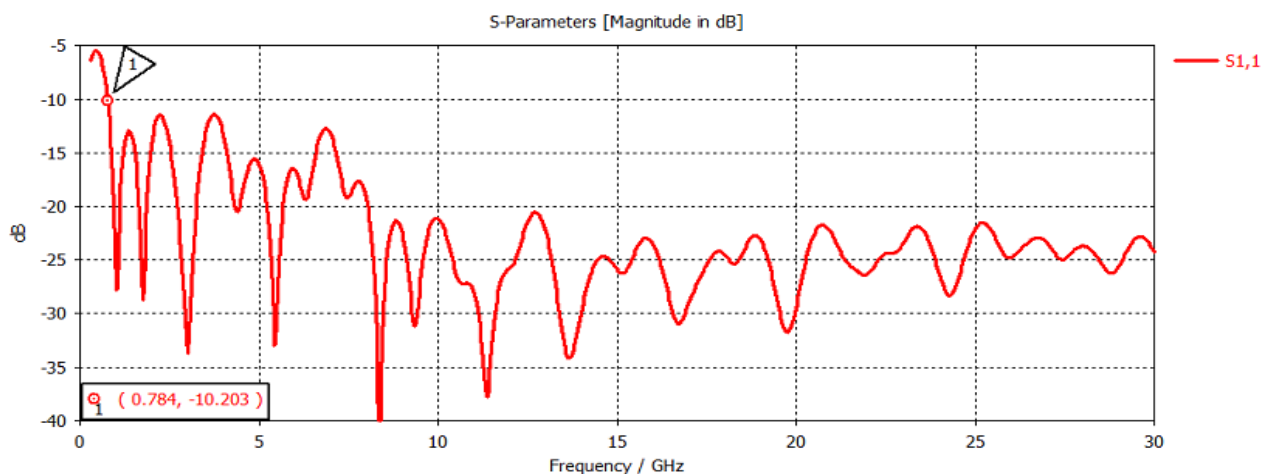


Figura 4.4-3. Diseño 3: Coeficiente de reflexión.

En la figura 4.4-3 se aprecia como el coeficiente de reflexión de la antena diseñada se encuentra por debajo de -10 dB desde la frecuencia de 784 MHz tal y como se ve en el marcador 1. De tal forma, esta antena es capaz de trabajar desde una frecuencia de 784MHz hasta los 30 GHz.

En la siguiente tabla se muestran el valor de la impedancia de la antena para las frecuencias donde se obtiene una mejor resonancia.

Impedancias			
5.41 GHz	(49.85 – j 0.88) Ω	11.36 GHz	(50.27 + j 0.83) Ω
8.38 GHz	(49.86 – j 0.11) Ω	13.58 GHz	(47.67 + j 1.83) Ω

Tabla 4.4-2. Diseño 3, tabla de impedancias.

4.4.2 Antena MIMO de 2 puertos

Una vez se han conseguido los resultados buscados para la antena de un único puerto, se procede a realizar una antena MIMO de 2 puertos. Para ello se duplica el diseño de la antena unitaria y se introduce una separación entre ambos puertos. A continuación, en la figura 4.4-4 se muestra el diseño realizado junto a sus dimensiones en la tabla 4.4-3.

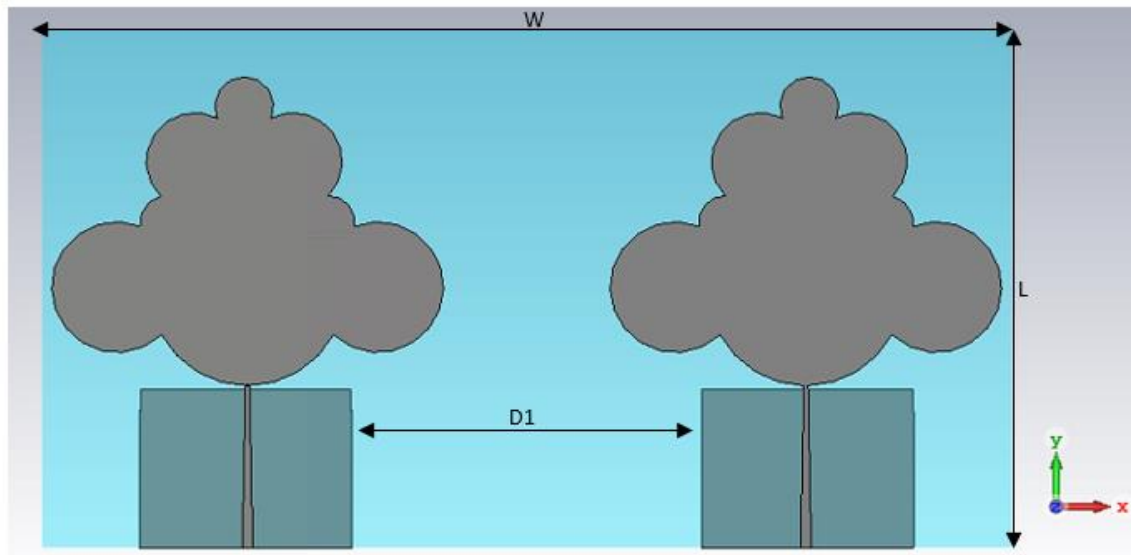


Figura 4.4-4. Diseño 3, antena MIMO de 2 puertos.

Dimensiones			
D1	100 mm	W	290 mm
L	159 mm		

Tabla 4.4-3. Diseño 3, dimensiones antena MIMO de 2 puertos.

Una vez realizado el diseño de la antena MIMO de dos puertos, en la figura 4.4-5 se muestran los resultados obtenidos para los coeficientes de reflexión y acoplamiento.

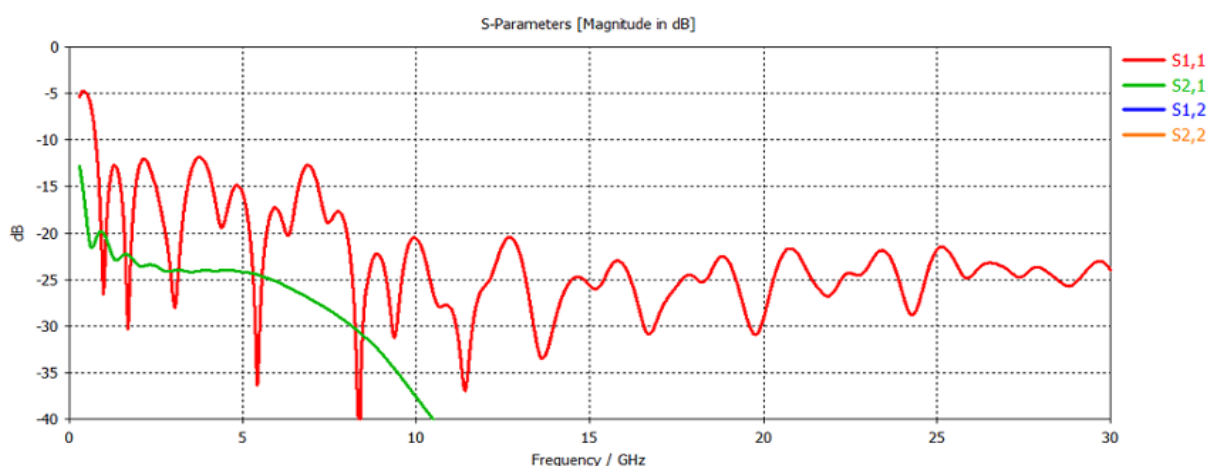


Figura 4.4-5. Diseño 3, antena MIMO de 2 puertos: coeficientes de reflexión y de acoplamiento.

En los resultados obtenidos, se puede observar como el coeficiente de reflexión no se ve prácticamente afectado respecto de los resultados de la antena unitaria (figura 4.4-3).

Respecto al coeficiente de acoplamiento, se observa cómo se encuentra por debajo de los -20 dB en toda la banda de trabajo, luego para este diseño no será necesario implementar una barrera metálica con el propósito de reducir el acoplamiento.

En la siguiente figura se mostrará el coeficiente de correlación de la antenna MIMO de dos puertos, el coeficiente de correlación ha sido calculado según la expresión (26) del apartado 3.5.

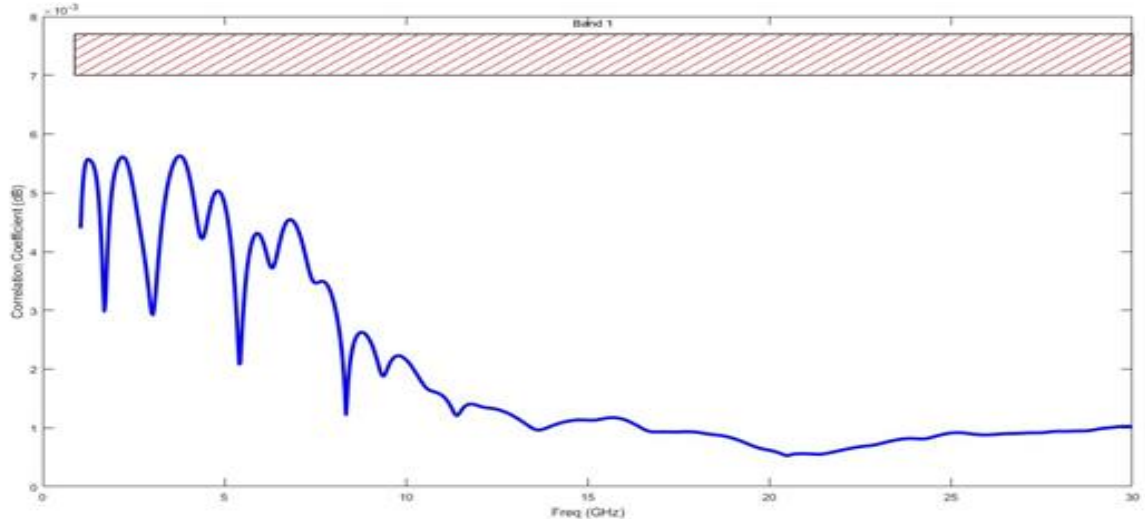


Figura 4.4-6. Diseño 3, antena MIMO de 2 puertos con barreras metálicas: Coeficiente de correlación.

En la figura 4.4-6 se observa como el coeficiente de correlación es siempre inferior a 0.006 en toda la banda de trabajo, por lo que cumple la condición de ser inferior a 0.018 que se establecía como el límite para el coeficiente de correlación en una antena MIMO, tal y como se explicó en el apartado 3.5.

A continuación, en la figura 4.4-7 se muestra la ganancia de diversidad, la cual ha sido calculada mediante la expresión (28) que se vio en el apartado 3.6.

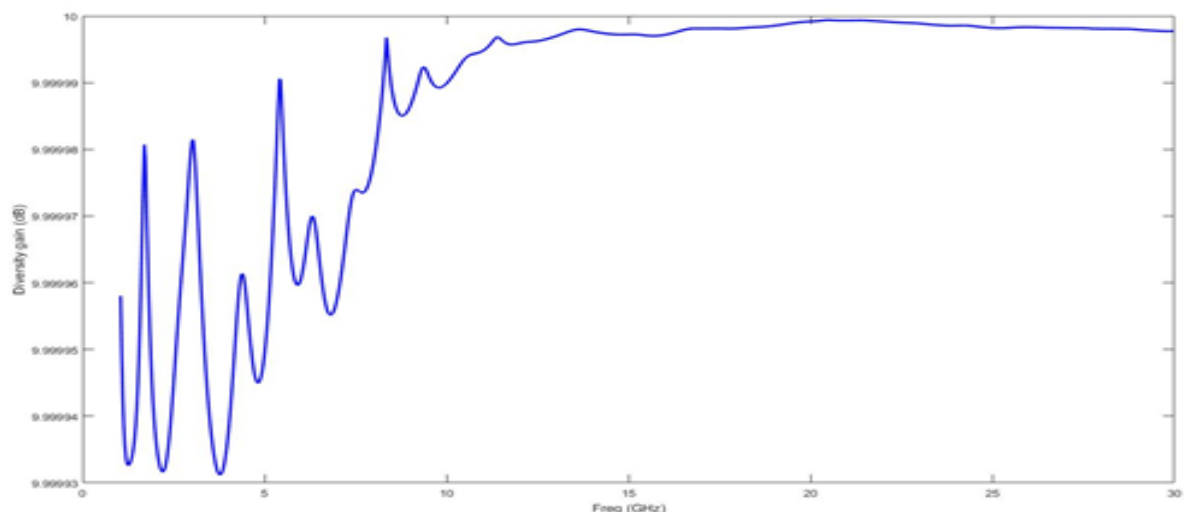


Figura 4.4-7. Diseño 3, antena MIMO de 2 puertos con barreras metálicas: Ganancia de diversidad.

El resultado óptimo para la ganancia de diversidad en una antena MIMO de 2 puertos sería un valor de 10 dB. En la figura 4.4-7 podemos observar como la ganancia de diversidad para nuestro diseño toma valores muy próximos a 10 dB en toda la banda de trabajo, lo cual indica la bondad de nuestra antena MIMO diseñada.

4.5 Antena modelo 4

En este modelo de antena, se diseñará una antena de parche con forma rectangular. El objetivo de este diseño será conseguir una antena que sea capaz de operar a las frecuencias de 0.9 GHz (GSM-900) y 1.8 GHz (GSM-1800).

Tras seguir el desarrollo del anexo I, se llega al resultado final de la figura 4.5-1.

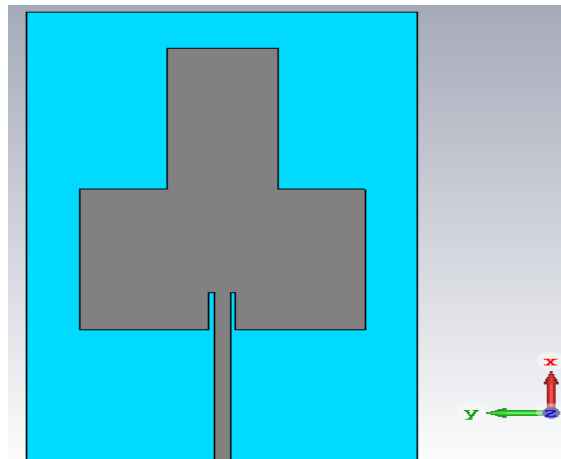


Figura 4.5-1. Antena modelo 4.

Una vez se ha diseñado y simulado la antena, en la figura 4.5-2 se muestra el coeficiente de reflexión obtenido.

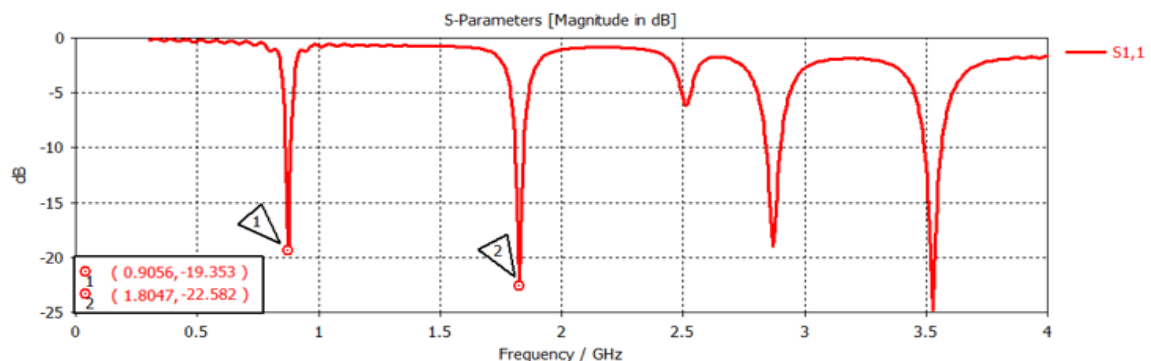


Figura 4.5-2. Diseño 4: Coeficiente de reflexión.

En la figura 4.5-2 se puede apreciar como el coeficiente de reflexión de la antena diseñada se encuentra por debajo de los -10 dB en las frecuencias a las que se desea que sea capaz de operar la antena (0.9 GHz y 1.8 GHz), por lo que se cumplen los requisitos propuestos.

En la siguiente tabla se muestra el valor de la impedancia de la antena para las frecuencias en las cuales se obtiene una mejor resonancia.

Impedancias			
0.906 GHz	$(44.83 - j 1.79) \Omega$	2.87 GHz	$(55.27 - j 3.33) \Omega$
1.805 GHz	$(42.95 + j 1.05) \Omega$	3.53 GHz	$(44.4 - j 0.03) \Omega$

Tabla 4.5-1. Diseño 4, tabla de impedancias.

En el anexo J se mostrarán los diagramas de radiación de la antena realizada.

5 Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones

En este Trabajo de Fin de Grado se han diseñado distintos modelos de antenas de banda ancha para frecuencias ultra altas. Se ha buscado realizar modelos de antenas con distintas formas de parche, evitando recurrir a la forma clásica de antenas de parche rectangular.

A lo largo de este TFG se han desarrollado cuatro modelos distintos de antena de parche, uno con forma de dipolo impreso, otro con forma de anillos circulares, otro con una forma de parche elíptico y el último modelo con una forma de parche rectangular. Todos los modelos han sido diseñados con tecnología impresa sobre substrato FR-4 con una constante dieléctrica $\epsilon_r = 4.3$ y una tangente de pérdidas de 0.025.

Una vez se ha obtenido la antena de un único puerto y esta cumpla todos los requisitos de diseño, se ha procedido a realizar una antena MIMO de dos puertos con el objetivo de mejorar las prestaciones de la antena. Para el primer modelo de antena propuesto se ha llegado a realizar una antena MIMO de 4 puertos, ya que para este diseño las dimensiones de la antena MIMO no superaban las dimensiones máximas de operación de la impresora de circuitos de la Escuela Politécnica Superior.

Un aspecto clave en el éxito de un sistema MIMO es el aislamiento entre los distintos puertos, por lo que en cada modelo se ha buscado siempre reducir el acoplamiento lo máximo posible mediante el uso de unas estructuras metálicas que actúan como barrera.

5.2 Trabajo futuro

Una vez terminado este Trabajo de Fin de Grado, la principal línea de trabajo pasaría por la fabricación de las antenas diseñadas en el taller de circuitos impresos de la Escuela Politécnica.

Una vez sean construidos los cuatro modelos propuestos en este Trabajo, se procedería a realizar las medidas con un analizador de redes y de tal forma corroborar los resultados obtenidos en las simulaciones del software CST.

Otra línea de continuación de este trabajo sería el diseño y simulación de las antenas propuestas con distintos dieléctricos, analizando como se ve afectado el comportamiento de las antenas según el dieléctrico empleado.

Otra mejora que podrían realizarse a este trabajo sería el diseño de nuevas configuraciones de barreras metálicas, con las cuales se pudiera reducir aún más el acoplamiento entre los puertos de la antena MIMO. También se podría aumentar el número de puertos utilizados en la antena MIMO, llegando a una antena MIMO de 8 puertos con el fin de obtener mejores prestaciones en el sistema.

6 Referencias

- [1] "IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas", IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993), pp. 1-50, Marzo 2014.
- [2] J. L Masa-Campos, "Tema 2. Conceptos básicos de antenas", Asignatura: Antenas y Compatibilidad Electromagnética, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, pp. 16-17, 2017.
- [3] J.A. Ruiz-Cruz, "Tema 5.3. Definición de la matriz de parámetros S", Asignatura: Medios de Transmisión, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, 2014.
- [4] J. L Masa-Campos, "Tema 2. Conceptos básicos de antenas", Asignatura: Antenas y Compatibilidad Electromagnética, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, pp. 18-24, 2017.
- [5] J. L Masa-Campos, "Anexo II Línea Microstrip", Asignatura: Antenas y Compatibilidad Electromagnética, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, 2017.
- [6] W. X. An, H. Wong, K. L. Lau, S. F. Li, and Q. Xue, "Design of broadband dual-band dipole for base station antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 3, pp. 1592–1595, 2012.
- [7] Zhu, XiongZhi, et al. "A Dual-Broadband Printed Dipole Antenna for 2G/3G/4G Base Station Applications." *International Journal of Antennas and Propagation* 2019.
- [8] Misra, P. N. "Planar rectangular microstrip antenna for dualband operation." *IJCST* 2.3, 2011.
- [9] Suganthi, T., et al. "Design and analysis of rectangular microstrip patch antenna for GSM application." *IJISSET-International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology* "245-249, 2014.

Anexos

A. Estudio parámetros antenna modelo 1

En este anexo se mostrarán los diversos estudios paramétricos que se han llevado a cabo para el primer modelo de antenna.

El primer parámetro que se ha tenido en cuenta a la hora de estudiar su comportamiento en la antenna, es el punto de tangencia entre los dos anillos circulares. Este es un factor determinante en la resonancia de la antenna, de tal forma que se ha estudiado como se ve afectada la resonancia de la antenna al variar la distancia existente entre el centro del anillo de menor radio y el centro del anillo de mayor radio, esta distancia se controla con la variable separación, tal y como se puede ver en la siguiente figura.

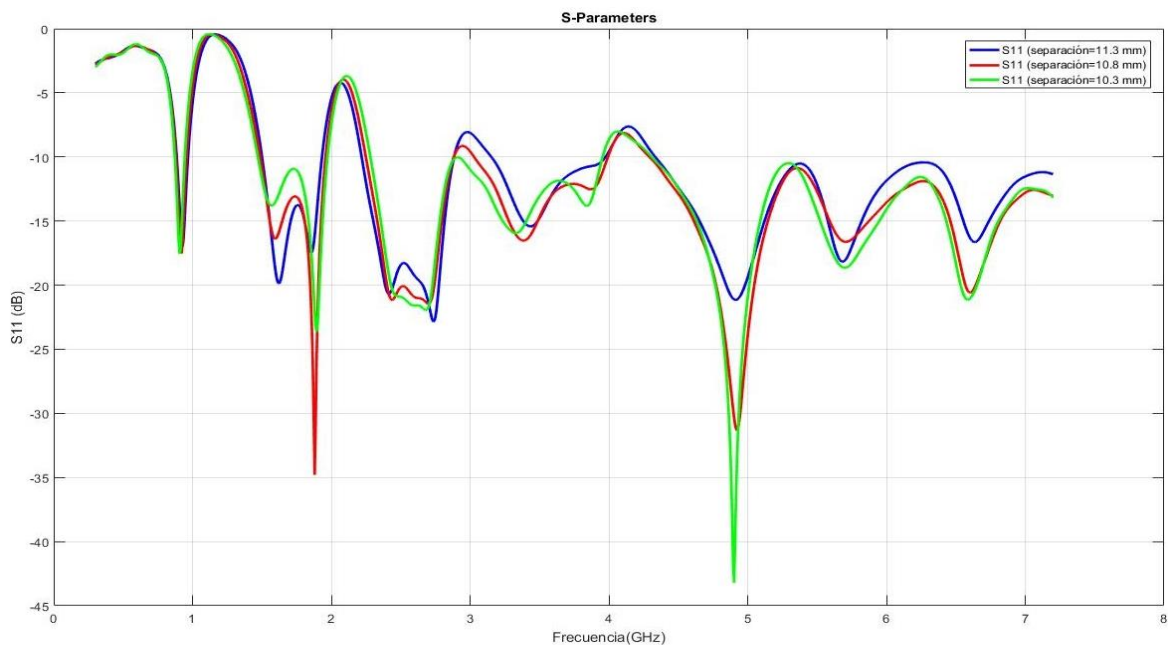


Figura A-1. Variación coeficiente de reflexión en función de la anchura del anillo circular.

Con el fin de cumplir con los objetivos marcados para este diseño, la separación óptima entre los centros de ambos anillos circulares se corresponde con un valor de 10.8 mm, dicha separación ha sido la aplicada en el diseño.

Otro aspecto que hay que tener en cuenta a la hora de estudiar el comportamiento de la antenna es la variación del ancho de los anillos circulares. A continuación, se muestra el estudio realizado para la anchura del anillo circular de menor radio, esta anchura se controla con la variable W_2 .

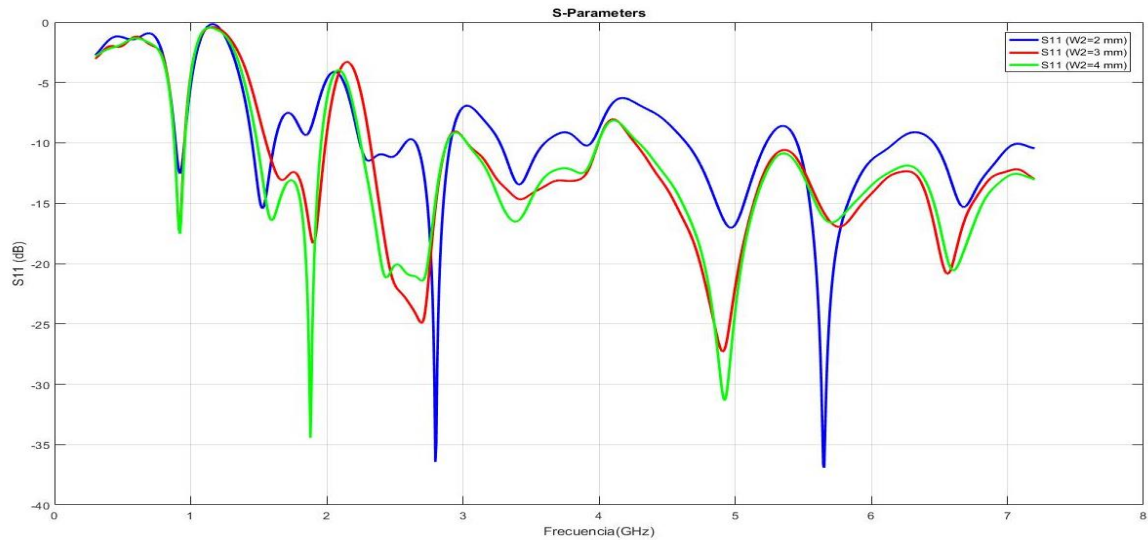


Figura A-2. Variación coeficiente de reflexión en función de la anchura del anillo circular.

De los resultados de la figura A-2, se deduce que una anchura $W2=2$ mm no es válida para nuestro diseño, por lo tanto, la decisión estará entre las otras dos anchuras restantes.

Tanto la anchura $W2=3$ mm como $W2=4$ mm presentan unos buenos resultados para el coeficiente de reflexión, sin embargo, con una anchura de $W2=3$ mm se consigue ajustar más la banda 2 (1.48 GHz a 1.96 GHz) y la banda 3 (2.24 GHz a 2.88 GHz) a nuestros requisitos. Por lo tanto, la anchura óptima para el anillo circular de menor radio se corresponde con un valor de 3 mm, dicha anchura ha sido aplicada en el diseño.

Por último, otro factor que se ha de tener en cuenta para el diseño de la antena es la altura del plano de masa. Este factor se controla con la variable $L5$, en la figura A-3 se muestra cómo se ve afectado el comportamiento de la antena por el hecho de aumentar o disminuir la altura del plano de masa.

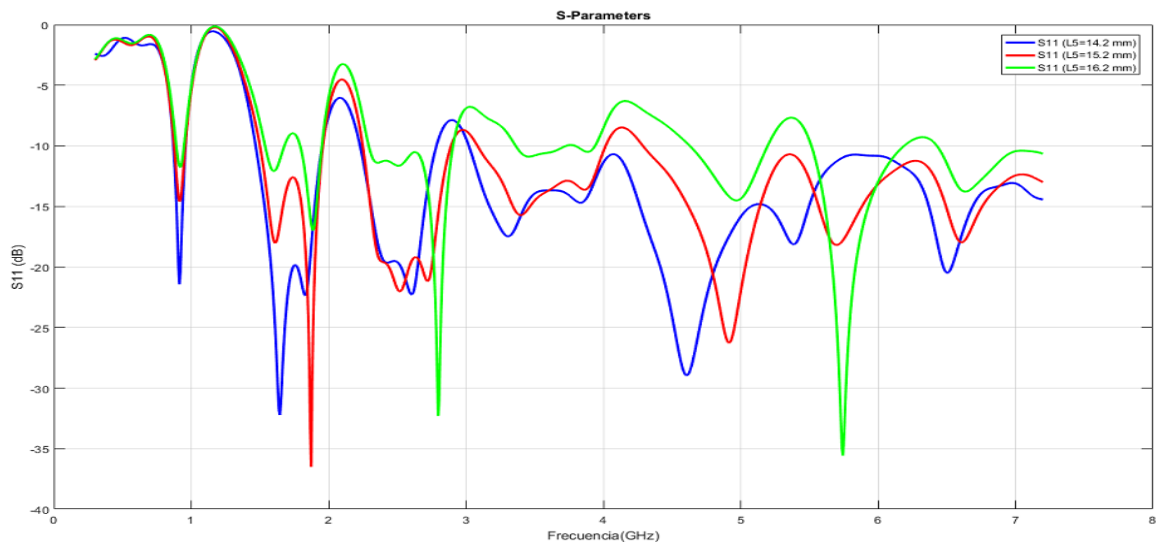


Figura A-3. Variación coeficiente de reflexión en función de la altura del plano de masa.

De la figura A-3 podemos concluir que la altura óptima para este diseño se corresponde con una altura del plano de masa de 15.2 mm.

B. Estudio de la ubicación y de la forma de los filtros Nocth

En este anexo se incluye el estudio realizado para determinar la forma y la posición de los filtros empleados en el apartado 4.2.1. Como se ha mencionado anteriormente, para este diseño de antena realizado se requieren tres filtros, cada uno de ellos con una frecuencia distinta (3 GHz, 4.1 GHz y 5.3 GHz). A lo largo de este anexo se explicarán las decisiones tomadas para cada uno de los filtros utilizados.

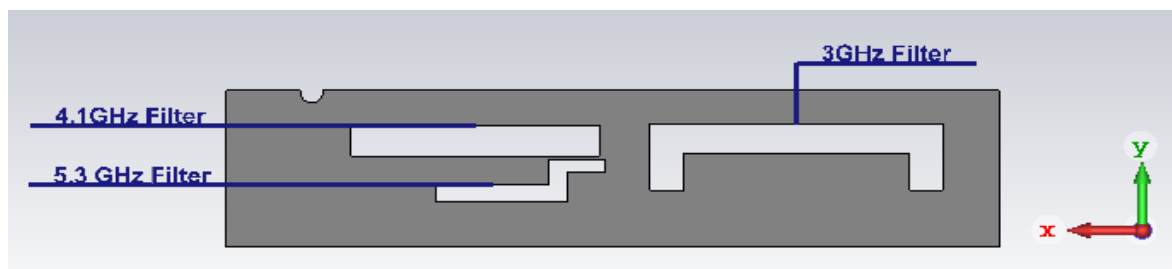


Figura B-1. Disposición de los filtros estudiados.

El primer filtro que se ha diseñado es el de frecuencia 3 GHz, se ha optado por un filtro con forma de 'U' invertida. Se va a estudiar cómo se ve afectado el comportamiento del filtro según su posición respecto de la línea de alimentación de la antena. En la figura B-2 se muestran los resultados obtenidos según la distancia existente entre la línea de alimentación y el filtro.

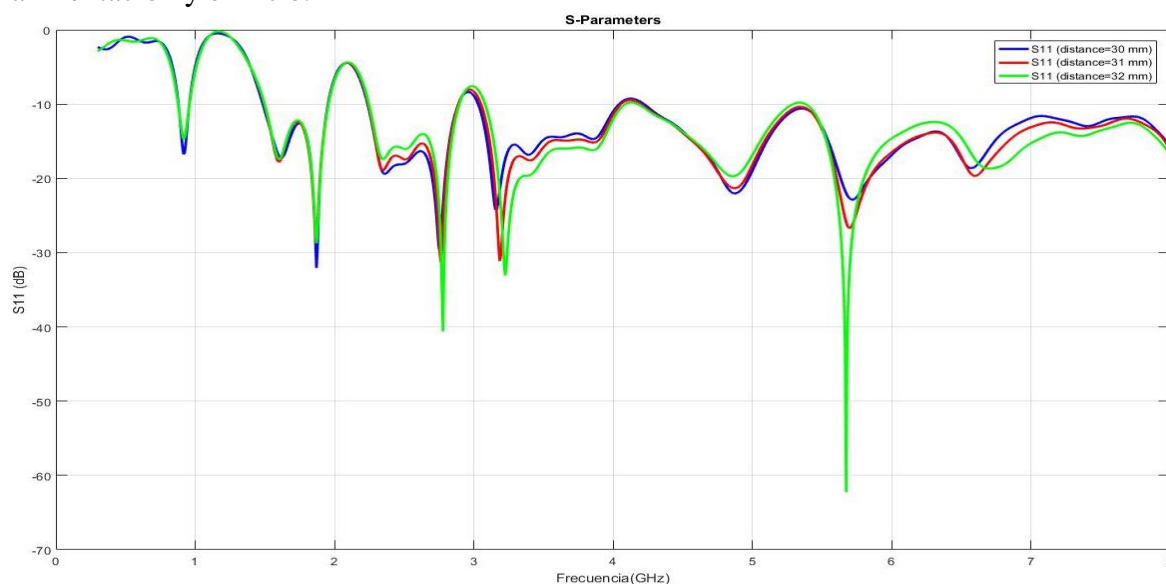


Figura B-2. Variación coeficiente de reflexión del filtro 3 GHz según su ubicación en el eje x.

A la vista de los resultados de la figura B-2, se concluye que la distancia idónea entre el filtro de 3 GHz y la línea de alimentación debe ser de 31 mm, puesto que para la frecuencia de 3 GHz desplazar el filtro unos milímetros hacia los extremos no conlleva una disminución significativa en el coeficiente de reflexión en dicha frecuencia, y sin embargo el hecho de desplazar el filtro hacia algún extremo sí que provoca que el coeficiente de aumente en otras frecuencias que también son de nuestro interés.

A continuación, tras haber estudiado el filtro de 3 GHz, se va a proceder a realizar un estudio del filtro de 4.1 GHz. Se va a estudiar cómo se ve afectado el comportamiento del filtro según su posición respecto de la línea de alimentación de la antena. En la figura B-3 se muestran los resultados obtenidos en función de la distancia existente entre la línea de alimentación y el filtro.

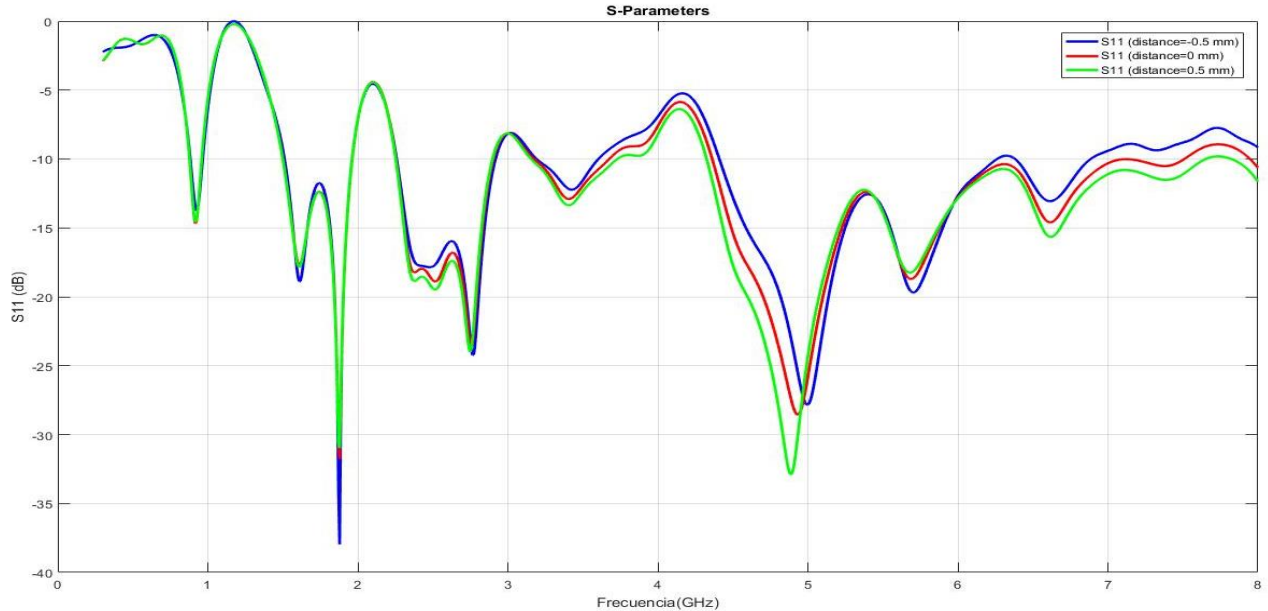


Figura B-3. Variación del coeficiente de reflexión del filtro 4.1 GHz según su ubicación en x.

A la vista de los resultados, se concluye que la distancia idónea entre el filtro y la línea de alimentación debe ser de 0 mm, ya que con esta distancia se obtiene un buen rechazo en la frecuencia de 4.1 GHz, y a la vez se mantienen los buenos resultados en el resto de bandas. Es decir, se ha buscado una distancia a la que se refleje una mayor cantidad de señal a la frecuencia de 4.1 GHz, pero sin estropear el resto de bandas de interés.

Esta distancia de 0 mm implica que el filtro quede alineado con la posición x máxima de la línea de alimentación, esto no supone problema alguno, ya que el filtro y la línea de alimentación se encuentran en caras opuestas del sustrato.

A continuación, tras haber estudiado los filtros de frecuencias 3 GHz y 4.1 GHz se va a proceder a realizar un estudio del último filtro empleado, el filtro de frecuencia 5.3 GHz.

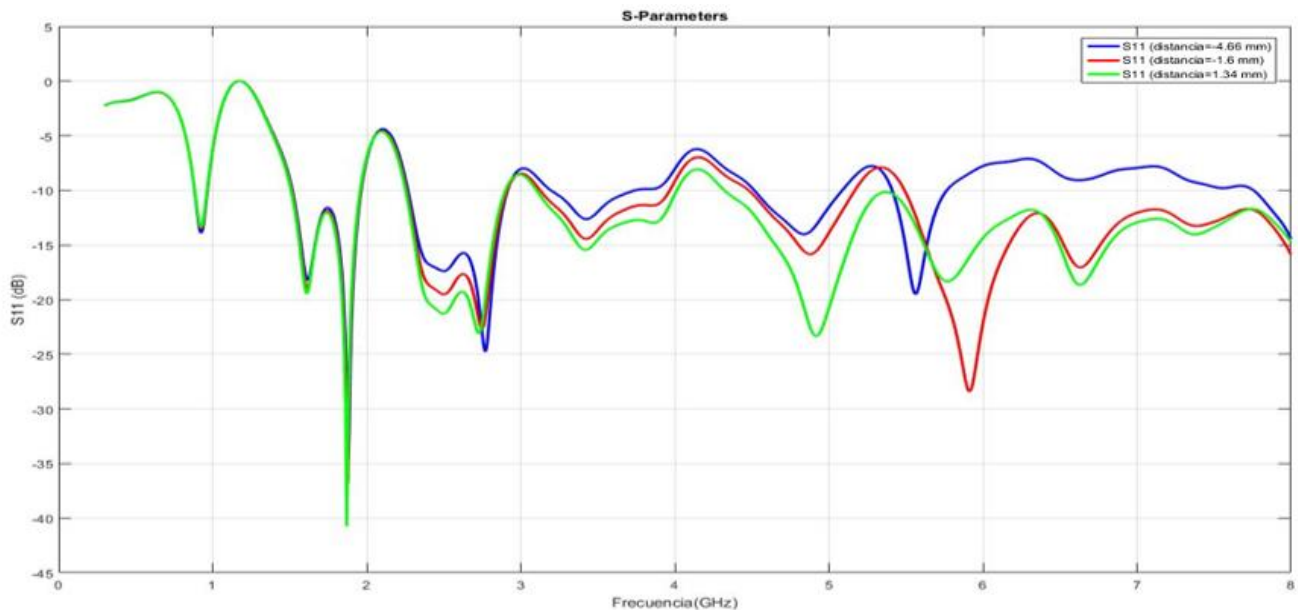


Figura B-4. Variación del coeficiente de reflexión del filtro 5.3 GHz según su ubicación en x.

A la vista de los resultados de la figura B-4, se observa como al alejar el filtro de la línea de alimentación (distancia = 1.34 mm) no se consigue un buen rechazo en la frecuencia de 5.3 GHz, luego la opción de ir alejando el filtro de la línea de alimentación no es válida.

Al acercar el filtro al centro de la línea de alimentación se puede observar cómo se consigue un mayor rechazo en la frecuencia de 5.3 GHz, sin embargo, se llega a un punto donde ya no se consigue mejorar más el rechazo (distancia = -1.66mm).

Se concluye que la distancia idónea entre el filtro de 5.3 GHz y la línea de alimentación debe ser de -1.66 mm, ya que se obtiene un buen rechazo en la frecuencia deseada, y además se obtienen mejores resultados en las bandas de trabajo que con una distancia de -4.66 mm. Esta distancia de -1.66 mm implica que el filtro llega a sobrepasar la posición x máxima de la línea de alimentación, sin embargo, esto no supone un problema ya que ambos elementos se encuentran en caras opuestas del sustrato.

C. Diagrama de radiación antenna modelo 1

Una vez diseñada la antena, en este anexo se muestran los diagramas de radiación para las frecuencias de 0.9 GHz, 1.88 GHz, 2.4 GHz, 3.5 GHz, 4.4 GHz y 5.8 GHz.

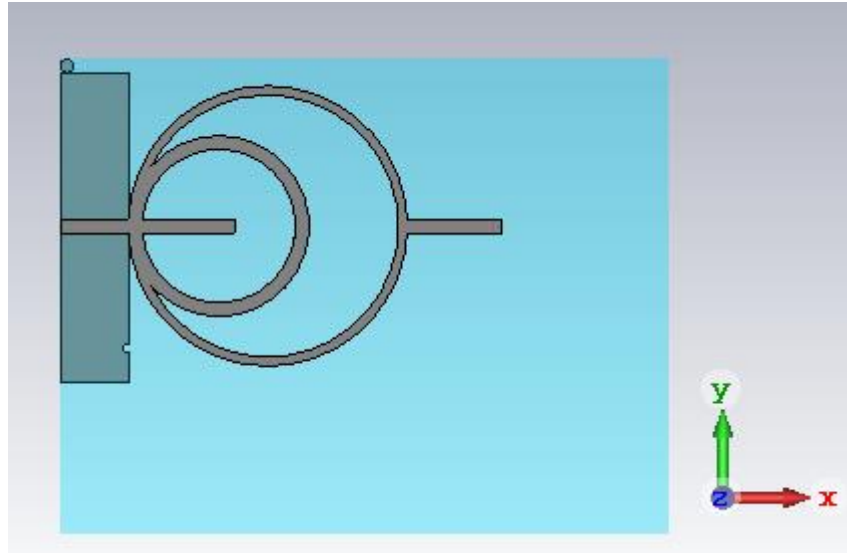


Figura C-1. Disposición antena unitaria modelo 1.

Teniendo la antena orientada según la figura C-1, el plano E se corresponde con el plano $\varphi = 0^\circ$, es decir, el plano XZ. La componente copolar en este caso es Theta, ya que, al ser la polarización según X, la línea de alimentación es paralela al eje X y la intensidad entra a la antena con esa dirección, por lo que en el punto de máxima radiación si nos fijamos en que vector es paralelo a la corriente resulta en ser Theta. Mientras que el plano H es el plano $\varphi = 90^\circ$, el plano YZ. En este caso la componente copolar es Phi. A continuación, se muestran los diagramas de radiación en plano E y plano H para cada frecuencia de interés.

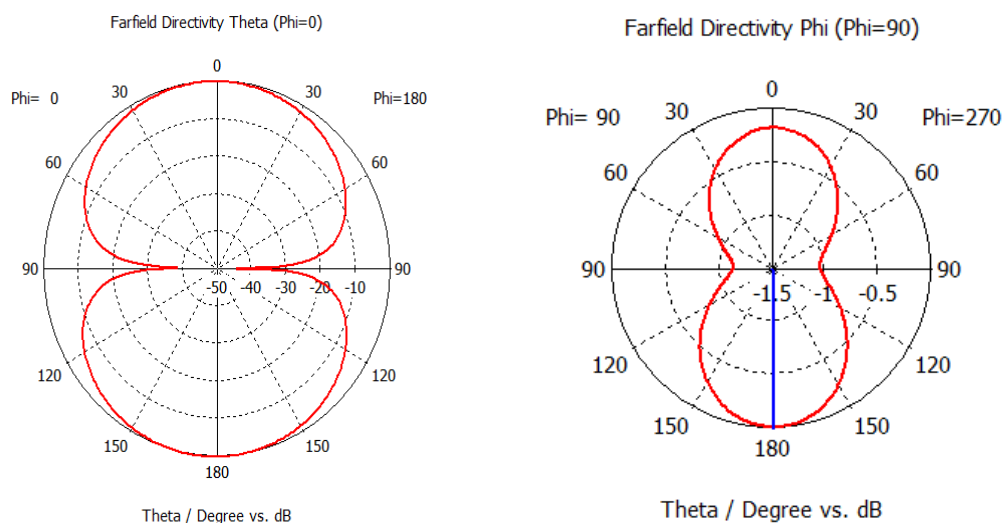


Figura C-2. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (0.9 GHz).

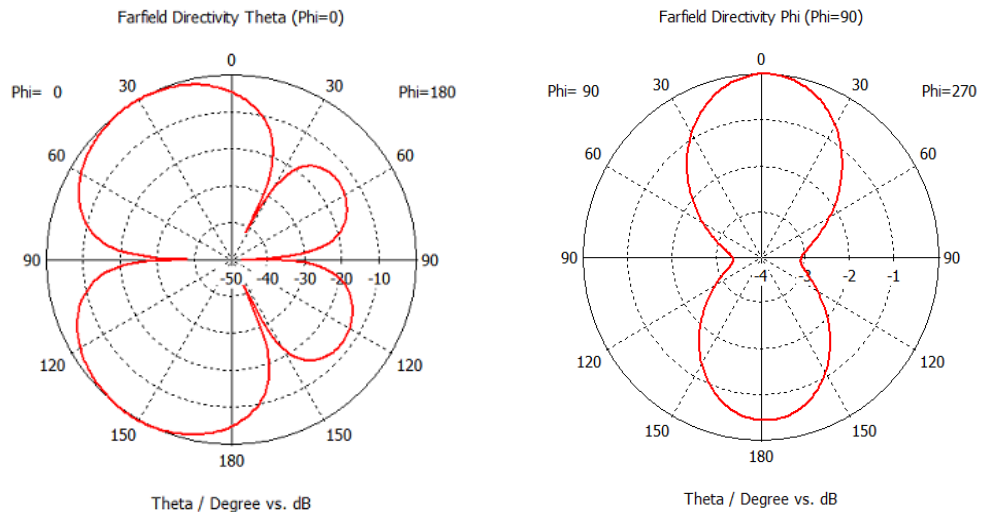


Figura C-3. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (1.88 GHz).

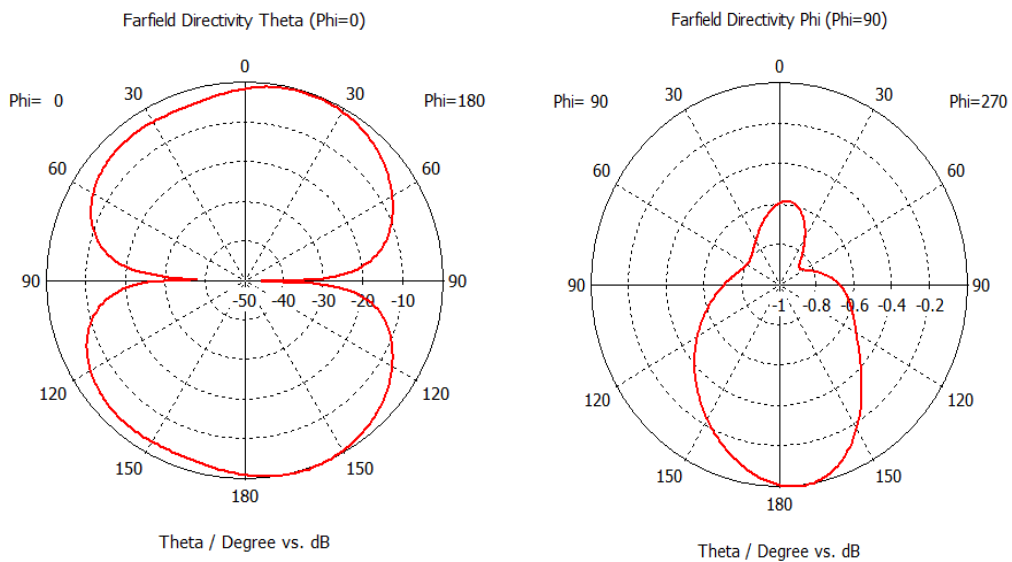


Figura C-4. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (2.44 GHz).

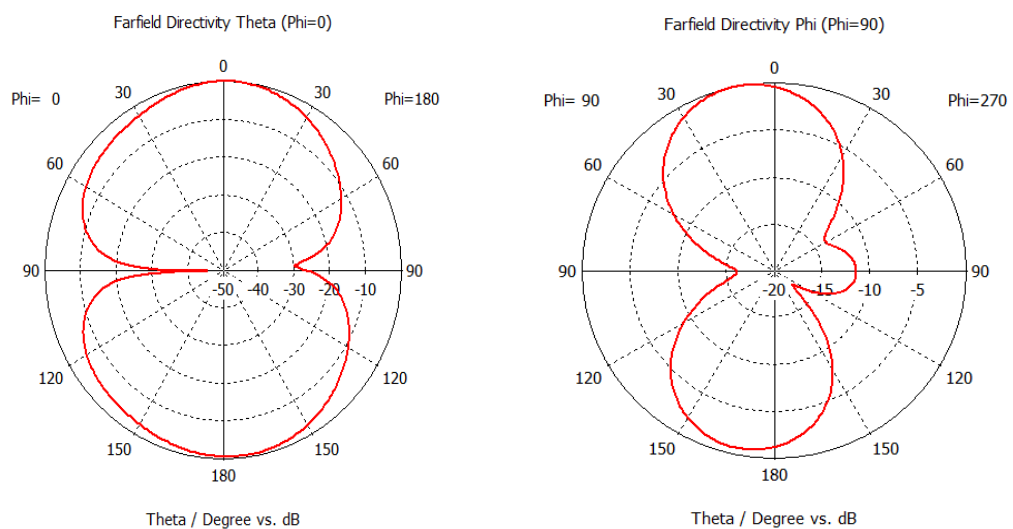


Figura C-5. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (3.5 GHz).

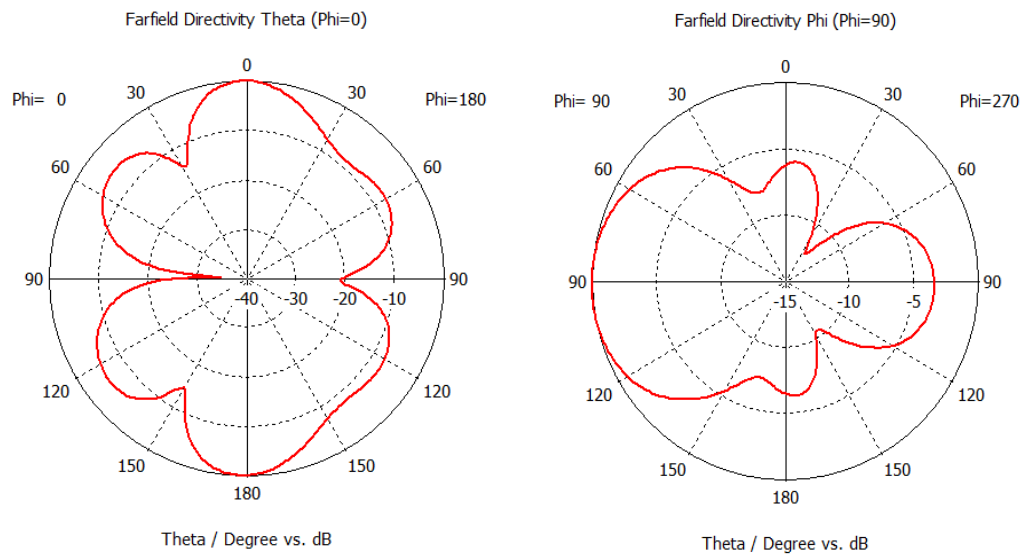


Figura C-6. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (4.4 GHz).

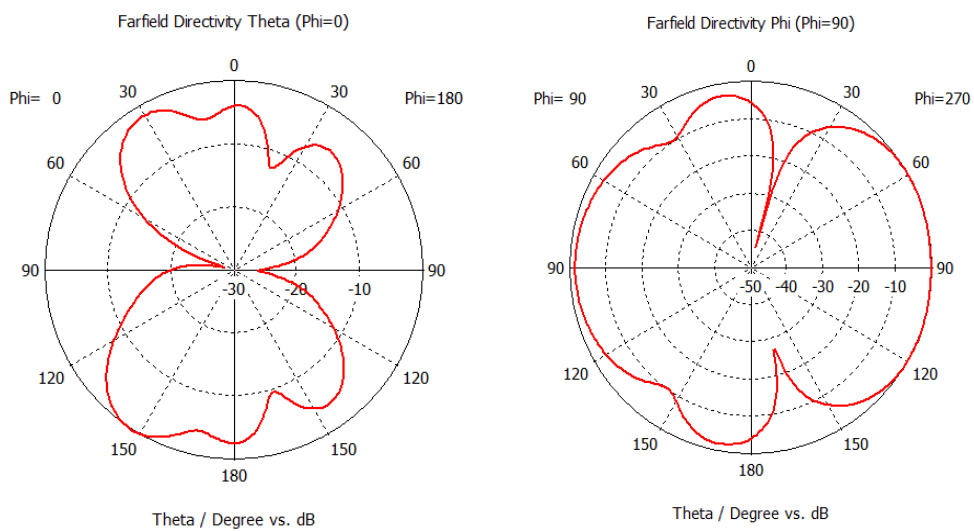


Figura C-7. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (5.8 GHz).

A continuación, en la tabla C-1 se muestra la directividad y la ganancia para cada frecuencia de resonancia de la antena realizada.

Frecuencia	Directividad	Ganancia
0.9 GHz	4.57 dB	4.06 dB
1.88 GHz	6.39 dB	5.96 dB
2.4 GHz	5.57 dB	5.21 dB
3.5 GHz	7.90 dB	7.25 dB
4.4 GHz	7.12 dB	6.35 dB
5.8 GHz	7.80 dB	6.73 dB

Tabla C-1. Tabla resumen antena modelo 1.

D. Estudio de las barreras metálicas

En este anexo se explicarán las diversas configuraciones de barrera que se han estudiado. Como punto de partida se toma la idea de introducir una barrera metálica entre ambos puertos de la antena MIMO, con el objetivo de reducir el acoplamiento. En la figura D-1 se muestra la primera barrera metálica estudiada junto a sus dimensiones.

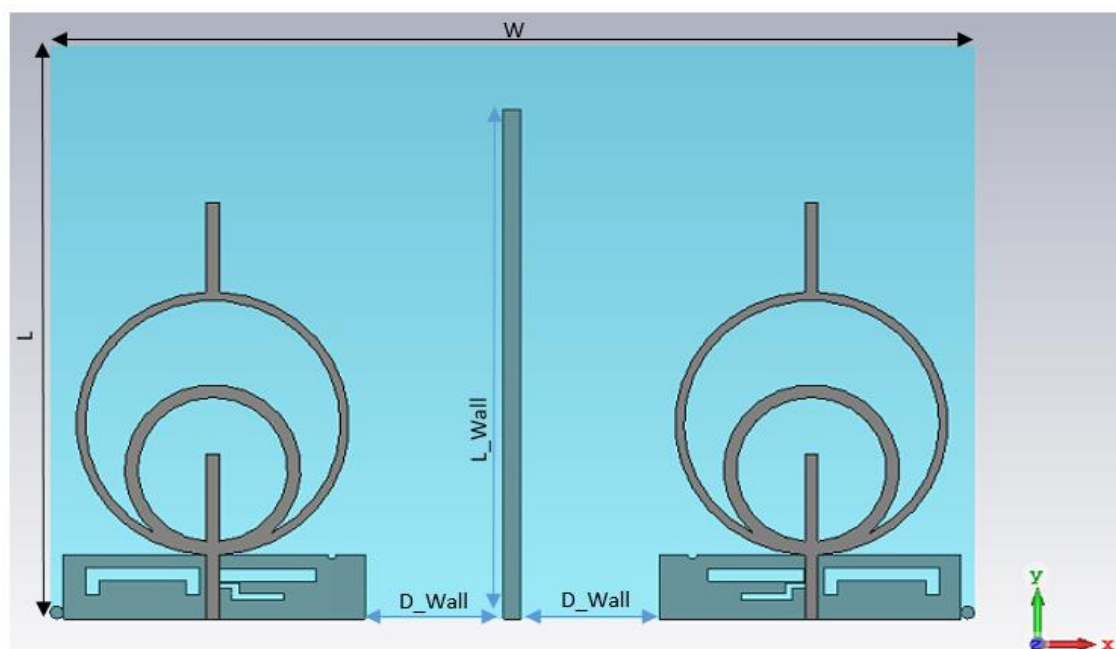


Figura D-1. Configuración de la barrera modelo 1.

Dimensiones			
D_Wall	31.4 mm	L_Wall	120 mm
L	135 mm	W	210 mm

Tabla D-1. Dimensiones de la barrera modelo 1.

Una vez se ha simulado la antena MIMO con la barrera propuesta se obtienen los resultados de la figura D-2 para el coeficiente de reflexión y acoplamiento.

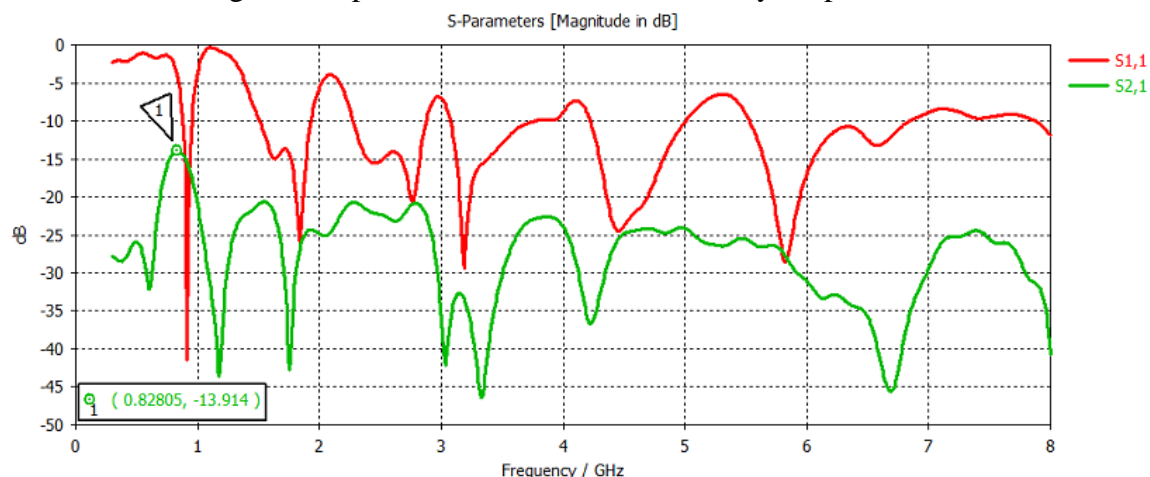


Figura D-2. Coeficiente de reflexión y acoplamiento para antena con barrera modelo 1.

En la figura D-2 se observa como al introducir la barrera en la antenna MIMO se consigue reducir en gran medida el acoplamiento existente entre ambos puertos de la antenna MIMO, sin embargo, con esta configuración de barrera no se obtendrían los resultados requeridos para la primera banda (876 GHz a 959 GHz), ya que se obtiene un valor de -13.91 dB para el coeficiente de acoplamiento.

Dado los buenos resultados que ofrece esta configuración en la mayoría de las bandas de trabajo, se estudiará cómo se ve afectado el acoplamiento por la longitud y la anchura de la barrera metálica. Con la finalidad de simplificar las representaciones del estudio realizado, en las siguientes figuras se representará únicamente el coeficiente de acoplamiento, ya que el coeficiente de reflexión no sufre una variación significativa.

En la figura D-3 se muestra la variación del coeficiente de acoplamiento en función de la longitud de la barrera metálica. Se observa como al ir aumentando la longitud de la barrera se consigue mejorar en gran medida el coeficiente de acoplamiento en la primera banda.

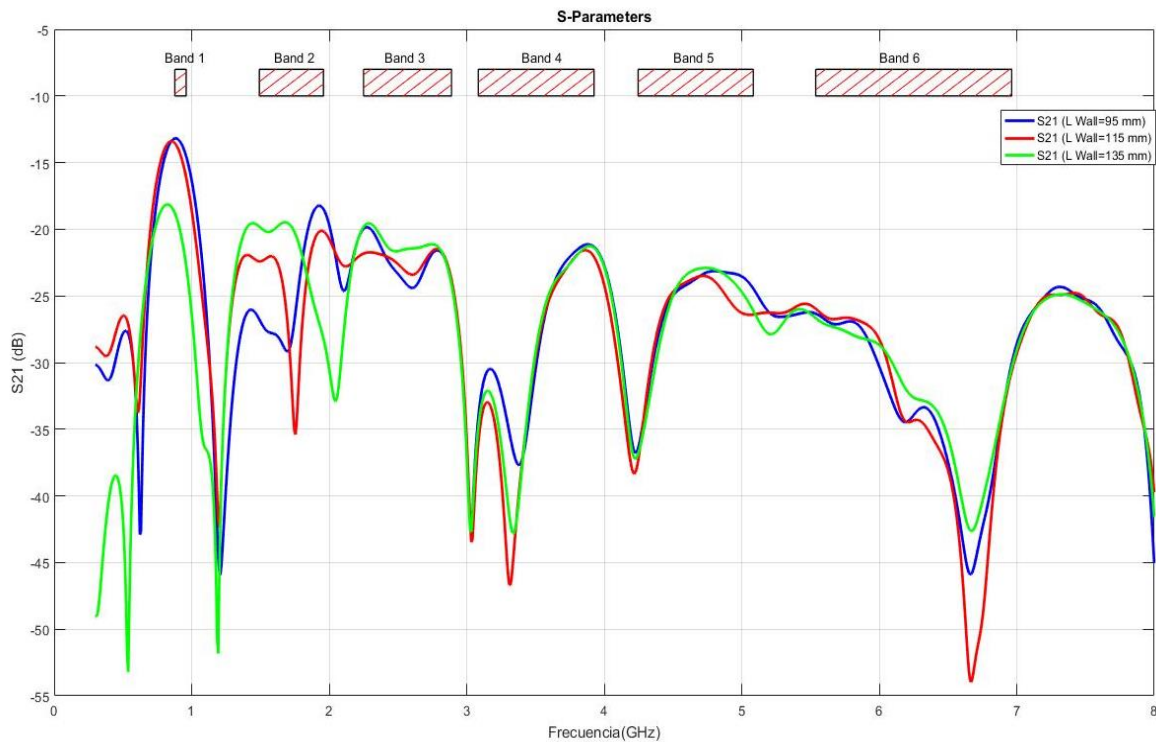


Figura D-3. Variación del coeficiente de acoplamiento en función de la longitud de la barrera modelo 1.

Debido a los buenos resultados que ofrece, se establecerá la longitud de la barrera en 135 mm, la longitud de la barrera no se ha incrementado más ya que se saldría del dieléctrico. Una vez se ha establecido la longitud de la barrera, se hará un estudio de la anchura de la misma, el cual se muestra en la figura D-4.

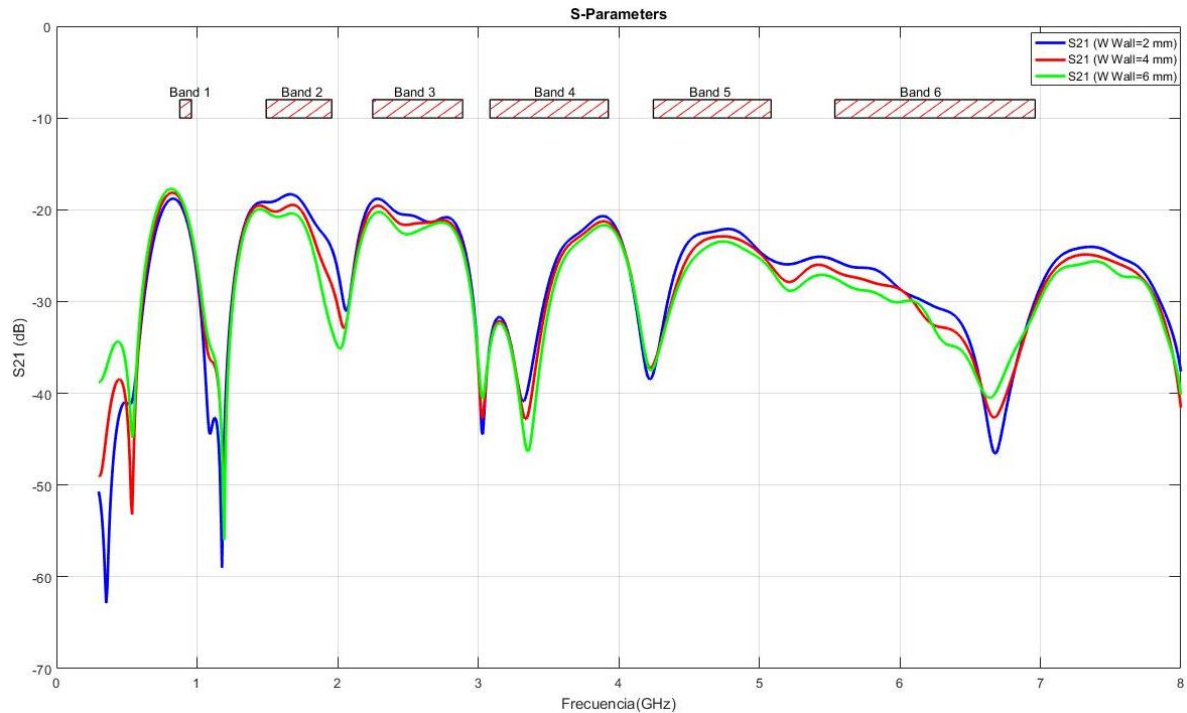


Figura D-4. Variación del coeficiente de acoplamiento en función de la anchura de la barrera modelo 1.

En la figura D-4 se observa como al ir aumentando la anchura de la barrera mejora el acoplamiento en unas bandas, pero también empeora en otras. Por lo tanto, se elegirá un valor de anchura intermedio ($W_{Wall} = 4 \text{ mm}$), con el fin de obtener unos resultados equilibrados en todas las bandas.

Una vez realizado el estudio, se establecen $L_{Wall} = 135 \text{ mm}$ y $W_{Wall} = 4 \text{ mm}$ como las dimensiones óptimas para esta configuración de barrera. El resultado para esta barrera se corresponde con la simulación para $W_{Wall} = 4 \text{ mm}$ de la figura D-4, donde se puede apreciar como el coeficiente de acoplamiento se encuentra por debajo de los -15 dB en todas las bandas de frecuencias, por lo que esta antena MIMO podría ser considerada como válida. No obstante, se desarrollarán otras configuraciones de barrera con el fin de obtener un coeficiente de acoplamiento inferior a -20 dB en todas las bandas.

La siguiente estructura desarrollada tiene como punto de partida la realizada anteriormente. Se tomará la barrera anterior y se situará a una distancia D_{Wall} del plano de masa, esto se realizará para ambos puertos de la antena MIMO, por lo que en este diseño tendremos dos barreras metálicas. El diseño propuesto se muestra en la siguiente figura.

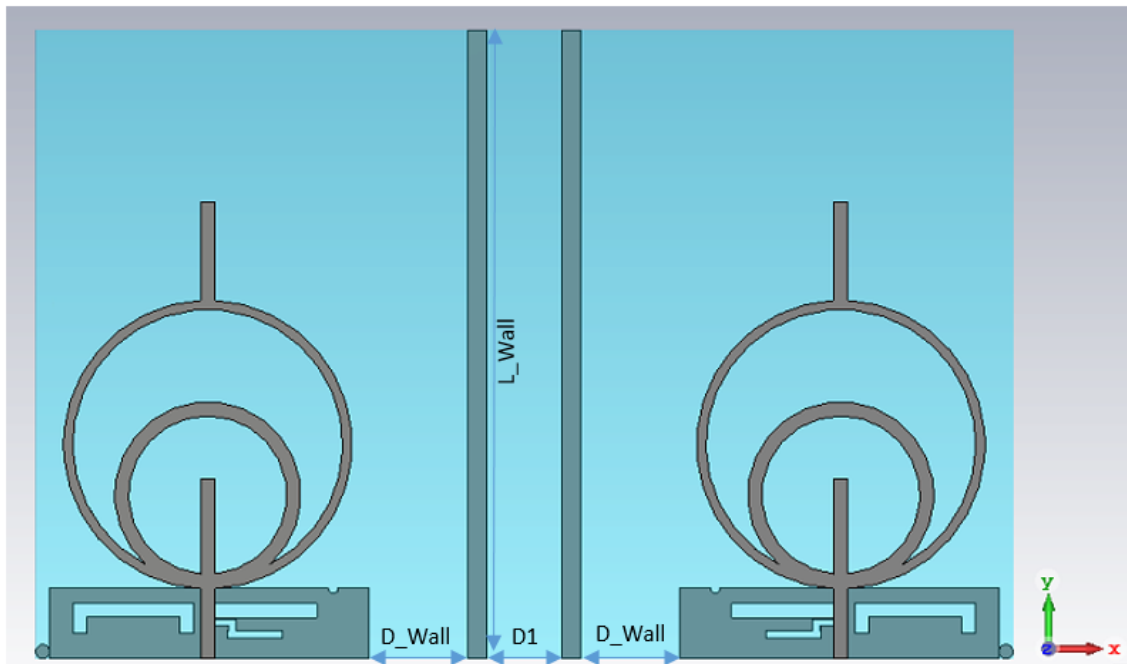


Figura D-5. Configuración de la barrera modelo 2.

Dimensiones	
D_Wall	21.4 mm
D1	16 mm
L_Wall	135 mm

Tabla D-2. Dimensiones de la barrera modelo 2.

Los resultados que se obtienen de la configuración propuesta se muestran a continuación en la figura D-6.

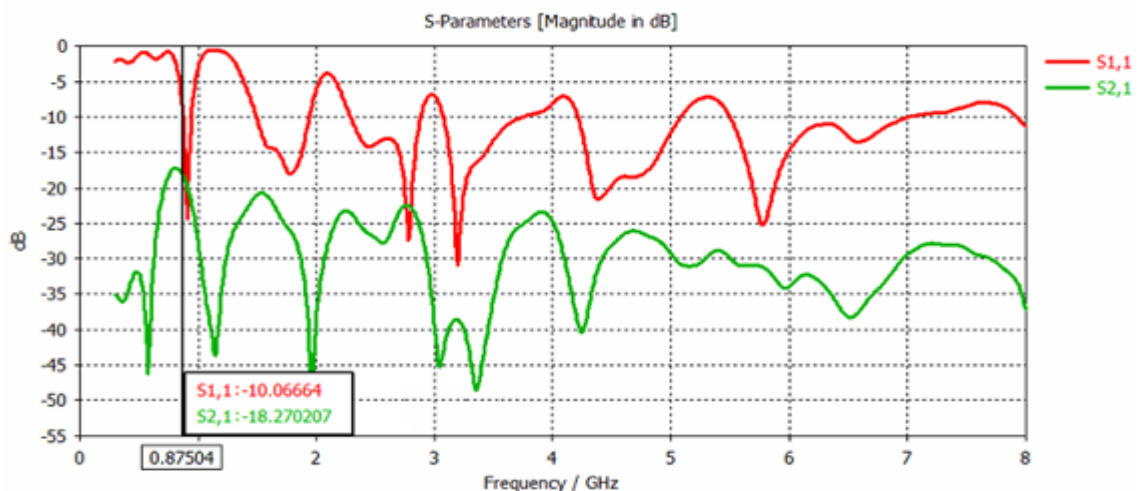


Figura D-6. Coeficiente de reflexión y acoplamiento para antena con barrera modelo 2.

De los resultados obtenidos se observa como en todas las bandas de trabajo excepto en la primera, el coeficiente de acoplamiento es inferior a -20 dB. En la primera banda de trabajo se obtiene un valor de -18 dB tal y como queda reflejado en el marcador 1.

Esta configuración también sería válida para la antena MIMO, ya que se tiene un coeficiente de acoplamiento por debajo de -15 dB en todas las bandas.

Otra barrera que se ha estudiado es la de la figura D-7, dicha barrera es similar a la primera configuración explicada en este anexo (figura D-1), pero se ha modificado añadiendo en la parte superior una barrera en forma de ‘U’ tal y como se observa a continuación en la figura D-7.

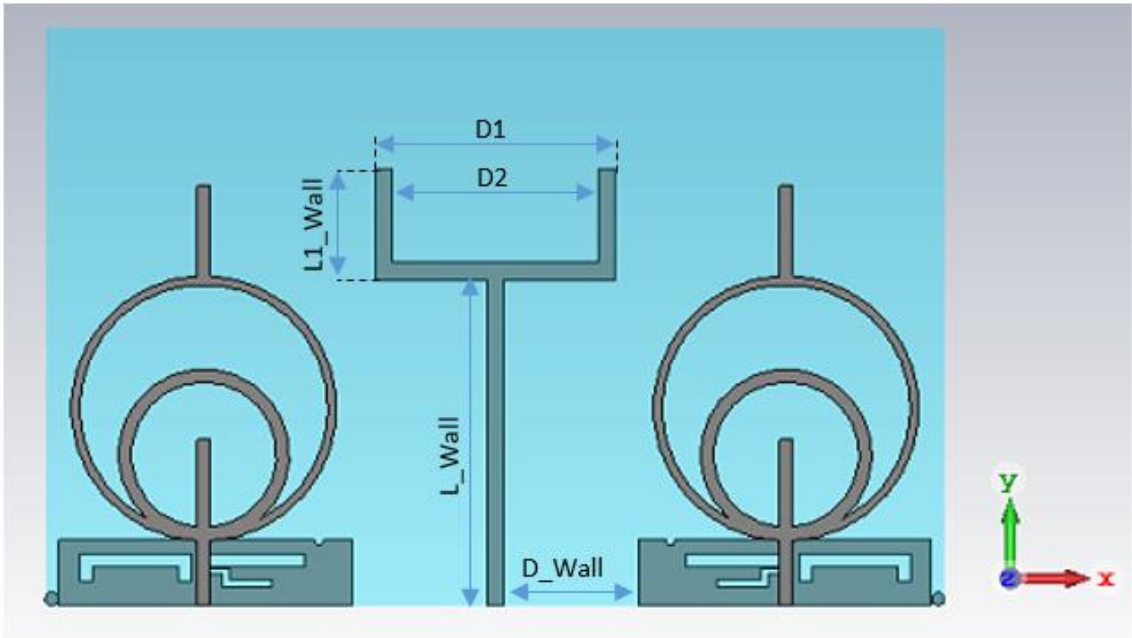


Figura D-7. Configuración de la barrera modelo 3.

Dimensiones			
D1	56 mm	L1_Wall	26 mm
D2	48 mm	L_Wall	76 mm
D_Wall	31.40 mm		

Tabla D-3. Dimensiones de la barrera modelo 3.

A continuación, se muestran los resultados obtenidos para este diseño de barrera metálica.

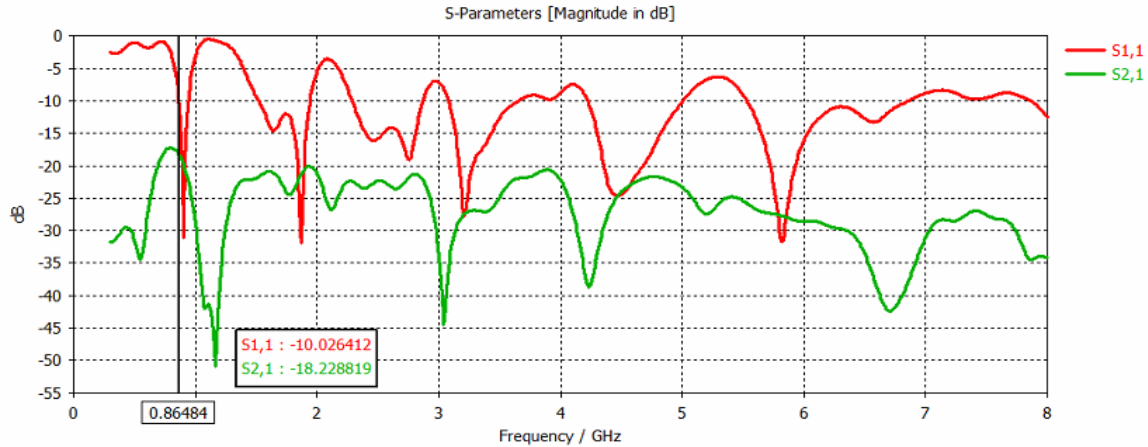


Figura D-8. Coeficiente de reflexión y acoplamiento para antena con barrera modelo 3.

Como se puede observar en la figura D-8, con esta configuración de barrera metálica se consigue reducir el acoplamiento entre ambos puertos. En todas las bandas de trabajo exceptuando la primera (877 MHz a 956 MHz), el coeficiente de acoplamiento se encuentra por debajo de los -20 dB, lo cual cumple con nuestro requisito de diseño. Sin embargo, en la primera banda esto no se logra cumplir, el marcador en el eje vertical nos indica que, a una frecuencia de 865 MHz, se obtiene un coeficiente de acoplamiento de valor -18.22 dB. Este valor de -18 dB es aceptable en una antena MIMO, no obstante, se buscará mejorar el coeficiente de acoplamiento en esta banda.

Dado los buenos resultados que ofrece la estructura anterior para la barrera metálica, se insiste en dicha forma hasta lograr una barrera metálica con la cual podamos cumplir los objetivos propuestos. La estructura resultante se muestra en la siguiente figura.

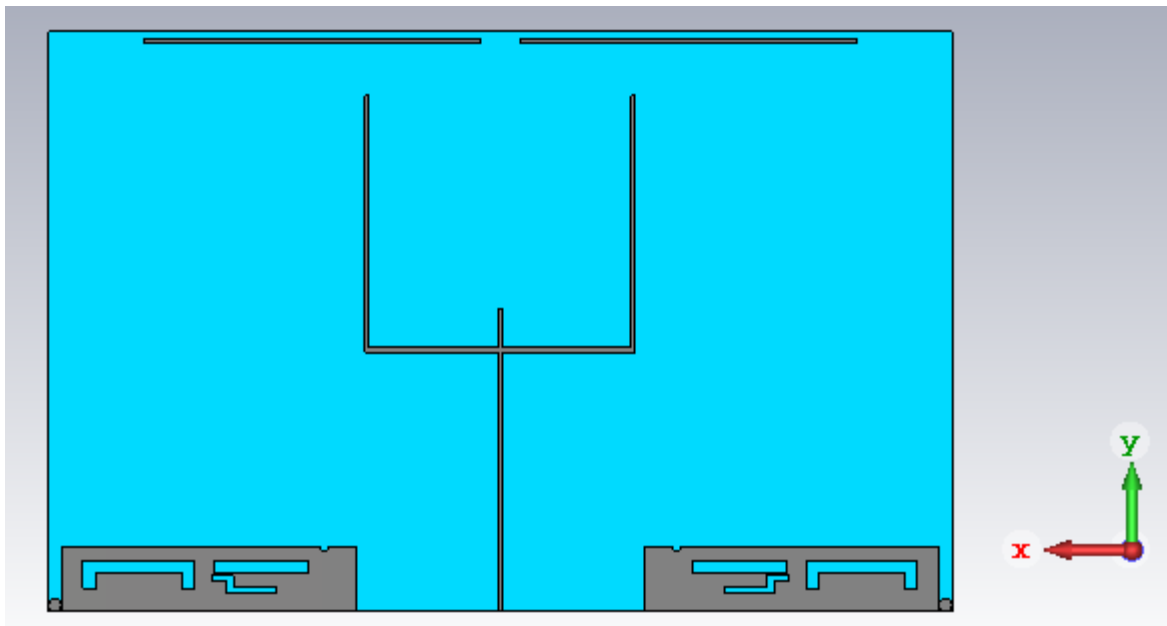


Figura D-9. Configuración de la barrera modelo 4.

Esta configuración de barrera será la utilizada en el apartado 4.2.3 de este trabajo.

E. Modelo 1: Otras configuraciones para la antenna MIMO de 2 puertos

En este anexo se mostrarán diversas configuraciones para una antenna MIMO de dos puertos. La primera configuración será la formada por dos puertos enfrentados en el eje y. En la siguiente figura se muestra la configuración realizada junto con sus dimensiones.

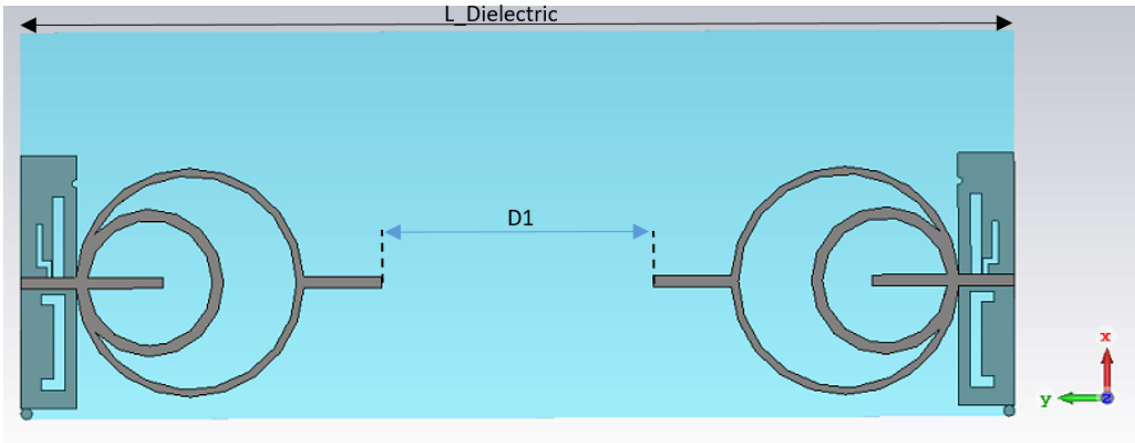


Figura E-1. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos dispuestos según eje y.

Dimensiones			
D1	74 mm	L_Dielectric	270 mm

Tabla E-1. Diseño 1, dimensiones antena MIMO de 2 puertos dispuestos según eje y.

Una vez se ha diseñado esta antena MIMO, se realiza una simulación obteniendo los resultados de la figura E-2.

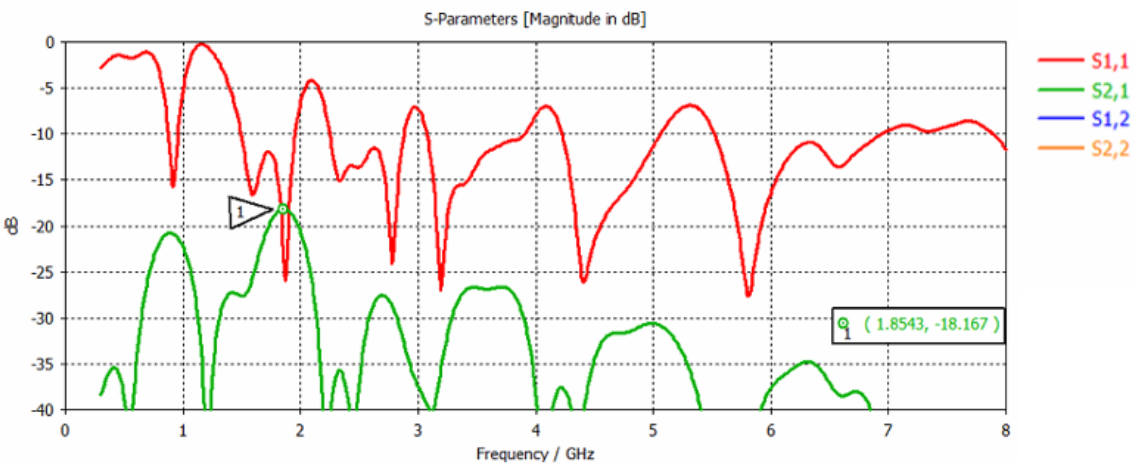


Figura E-2. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos dispuestos según eje y: coeficientes de reflexión y acoplamiento.

En los resultados de la figura E-2 se aprecia como el coeficiente de reflexión no presenta grandes variaciones respecto de la antena de un único puerto (figura 4.2-10), se

mantienen las mismas bandas de trabajo deseadas. A su vez se observa como el coeficiente de acoplamiento se encuentra por debajo de los -20 dB en todas bandas de trabajo salvo en la segunda banda (1.48 GHz a 1.956 GHz), donde se obtiene un valor de -18.17 dB para la frecuencia de 1.8543 GHz, tal y como indica el marcador 1. Dado que se mantienen las bandas de frecuencias deseadas y se obtiene un coeficiente de acoplamiento inferior a -15 dB en todas las bandas de trabajo, esta sería una configuración válida para nuestra antena MIMO.

En la siguiente figura se mostrará el coeficiente de correlación para la antena MIMO diseñada, el coeficiente de correlación ha sido calculado según la expresión (26) del apartado 3.5.

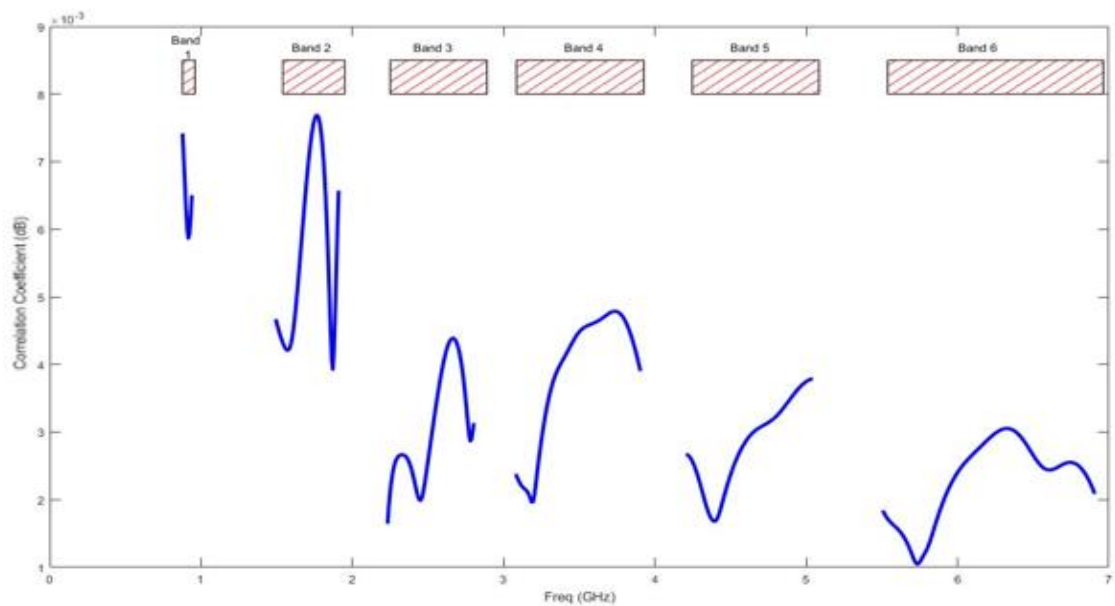


Figura E-3. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos dispuestos según eje y: Coeficiente de correlación.

A continuación, en la siguiente figura se mostrará la ganancia de diversidad, la cual ha sido calculada mediante la expresión (28) que se vio en el apartado 3.6.

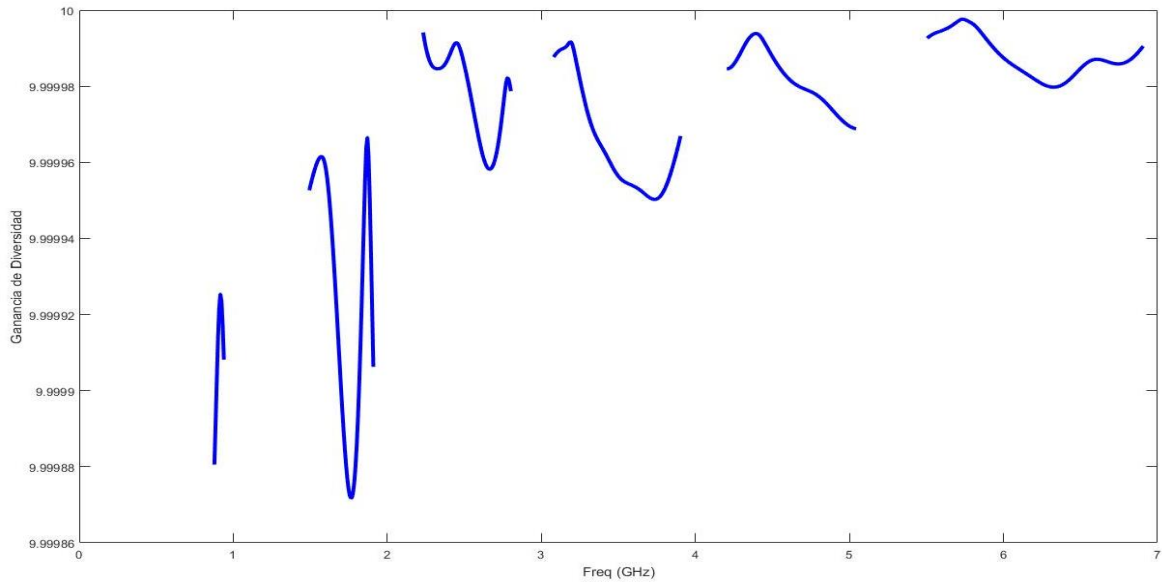


Figura E-4. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos dispuestos según eje y: Ganancia de diversidad.

En la figura E-3 se observa como el coeficiente de correlación es siempre inferior a 0.008 en todas las bandas de trabajo, por lo que se cumple la condición de ser inferior a 0.018. A su vez en la figura E-4, se observa como la ganancia de diversidad toma valores muy próximos a los 10 dB, que como se explicó anteriormente es el valor óptimo para una antena MIMO. Los resultados obtenidos para el coeficiente de correlación y para la ganancia de diversidad nos indican la bondad de la antena MIMO diseñada.

A continuación, se muestra otro prototipo para la antena MIMO de dos puertos, la configuración que se propone consiste en cambiar la posición de los puertos, de forma que ahora sean perpendiculares.

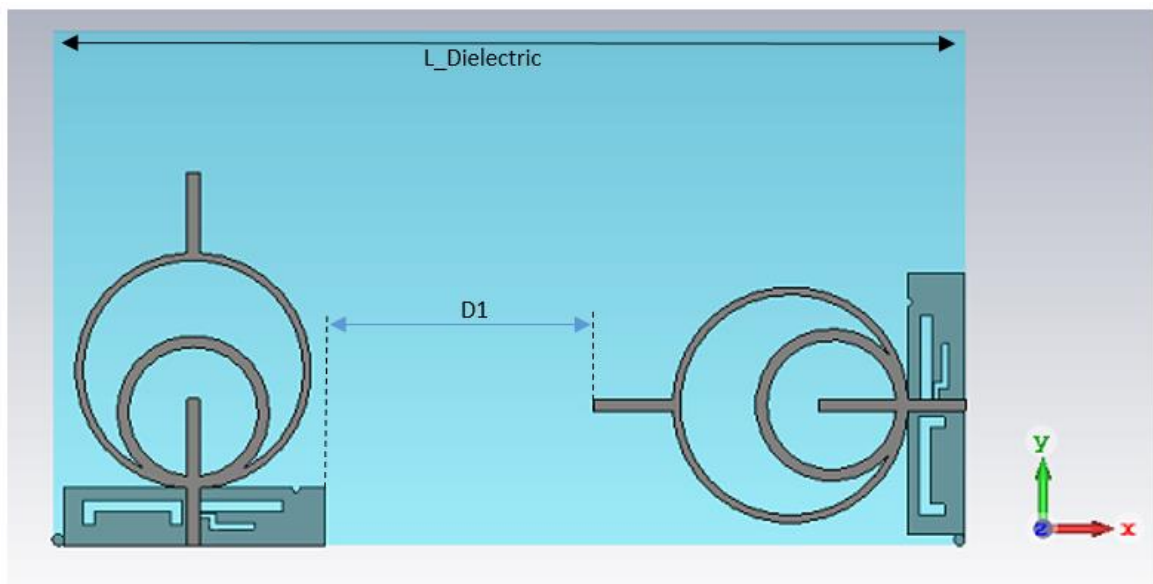


Figura E-5. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos girados.

Dimensiones			
D1	74.39 mm	L_Dielectric	240 mm

Tabla E-2. Diseño 1, dimensiones antena MIMO de 2 puertos girados.

Una vez se ha diseñado esta antena MIMO, se realiza una simulación obteniendo los resultados de la figura E-6.

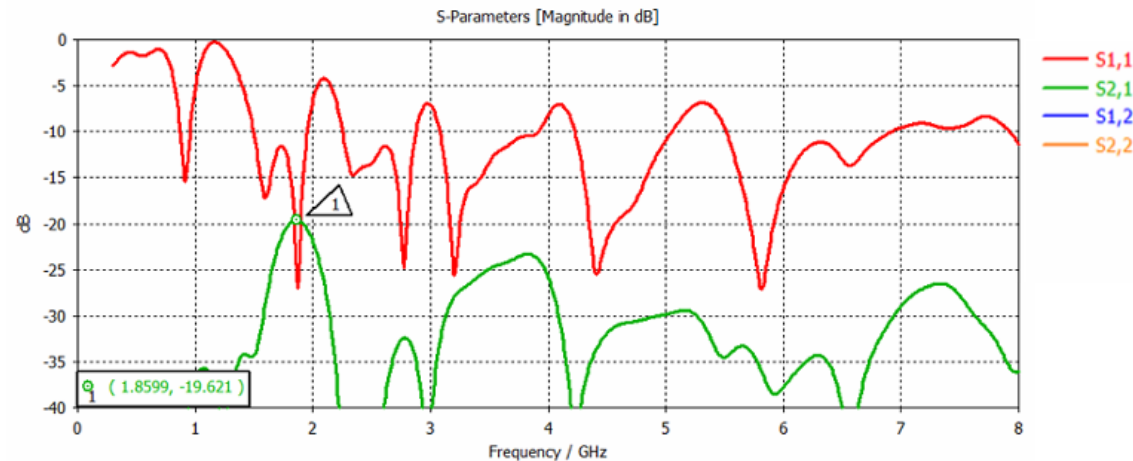


Figura E-6. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos girados: Coeficientes de reflexión y acoplamiento.

En la figura E-6 se aprecia como el coeficiente de reflexión no presenta grandes variaciones respecto de la antena de un único puerto (figura 4.2-10), se mantienen las mismas bandas de trabajo deseadas. A su vez se observa como el coeficiente de acoplamiento se encuentra por debajo de los -20 dB en todas bandas de trabajo salvo en la segunda banda (1.48 GHz a 1.956 GHz), donde se obtiene un valor de -19.21 dB para la frecuencia de 1.86 GHz tal y como indica el marcador 1. Comparando el coeficiente de acoplamiento obtenido con el de la figura E-2, se aprecia cómo se obtiene un mejor resultado para este prototipo, esta mejora conseguida resulta evidente ya que al hacer que los puertos sean perpendiculares se consigue reducir el acoplo entre ambos puertos.

A continuación, se muestra el coeficiente de correlación y la ganancia de diversidad obtenidos para este prototipo de antena MIMO.

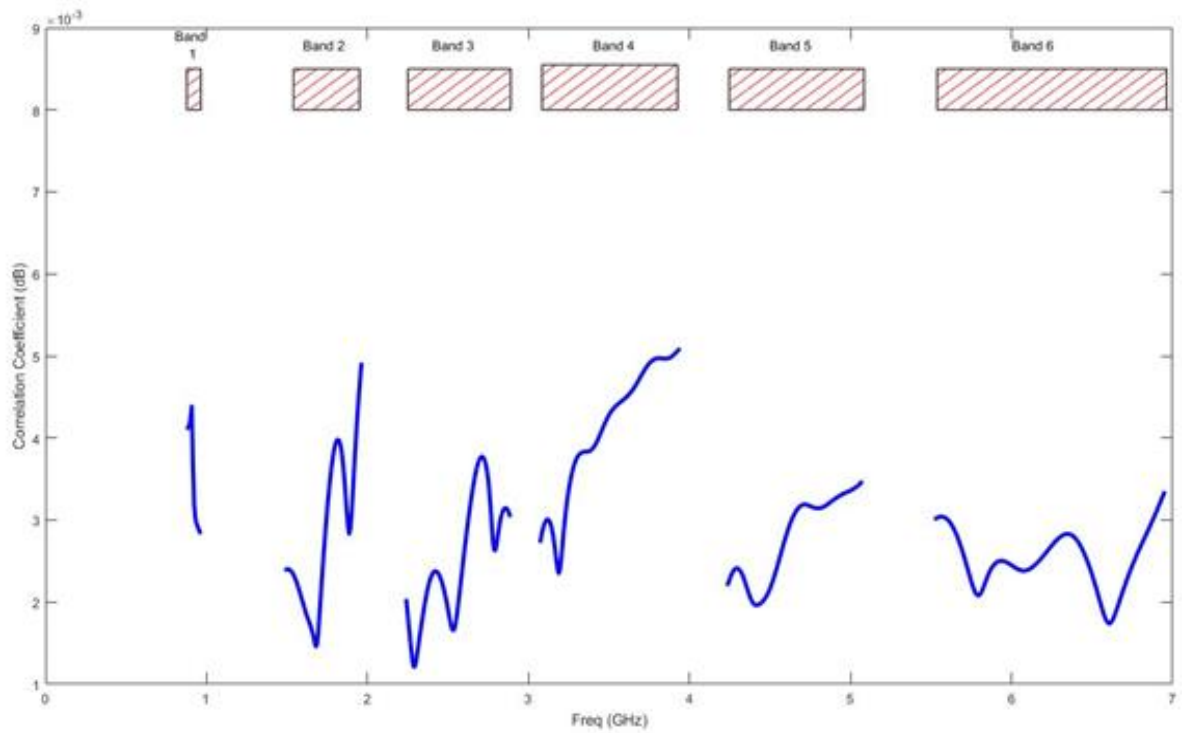


Figura E- 7. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos girados: Coeficiente de correlación.

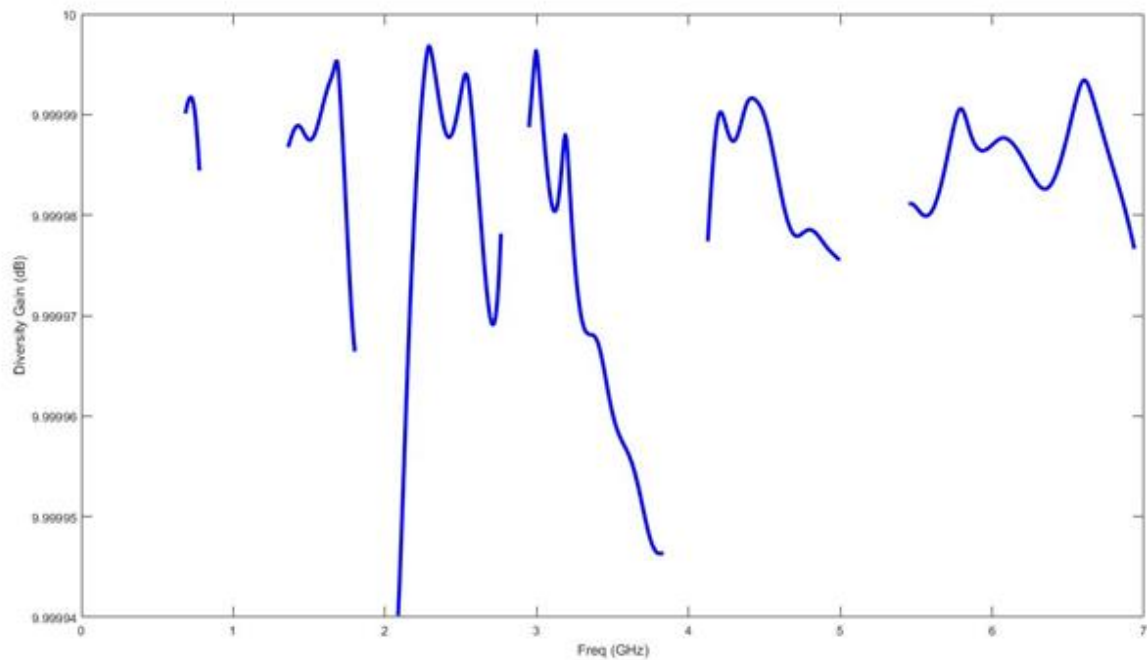


Figura E-8. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos girados: Ganancia de diversidad.

Dado que se mantienen las bandas de frecuencias deseadas, se obtiene un coeficiente de acoplamiento inferior a -15 dB en todas las bandas de trabajo, el coeficiente de correlación es siempre inferior a 0.018 y la ganancia de diversidad toma valores muy próximos a los 10 dB, esta sería una configuración válida para nuestra antena MIMO. No obstante, a continuación, se buscará implementar una barrera metálica con la cual se consiga un coeficiente de acoplamiento inferior a -20 dB en todas las bandas de trabajo.

En la siguiente figura se muestra la barrera propuesta para esta antena MIMO, junto con sus dimensiones.

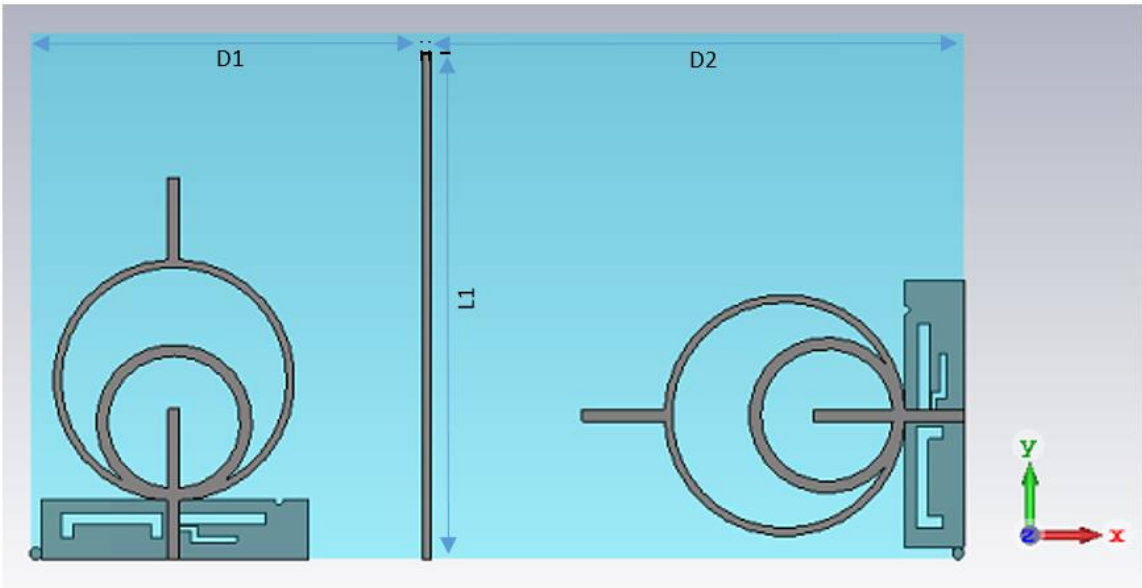


Figura E- 9. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos girados con barreras.

Dimensiones			
D1	101 mm	L1	130 mm
D2	137 mm		

Tabla E-3. Diseño 1, dimensiones antena MIMO de 2 puertos girados con barrera.

Una vez se ha realizado la simulación de la antena MIMO con la barrera implementada, se obtienen los siguientes resultados para el coeficiente de reflexión y acoplamiento.

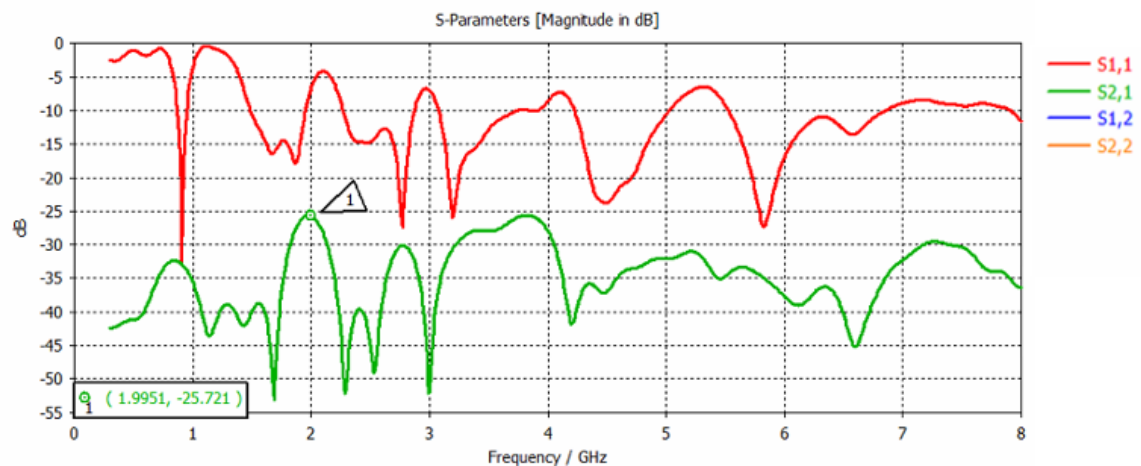


Figura E-10. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos girados con barreras: Coeficientes de reflexión y acoplamiento

En los resultados obtenidos se observa como el coeficiente de reflexión se ve ligeramente afectado al incluir la barrera en la antena MIMO, sin embargo, se mantienen las bandas de frecuencias deseadas para nuestro diseño. Respecto al coeficiente de acoplamiento, se observa como al introducir la barrera metálica en la antena MIMO se consigue reducir el acoplo existente, obteniendo un coeficiente de acoplamiento por debajo de -25.72 dB en todas las bandas de trabajo. Dado que se consigue tener un coeficiente de reflexión inferior a -10 dB y un coeficiente de acoplamiento inferior a -25 dB, este prototipo de antena MIMO sería una opción válida.

A continuación, se muestra el coeficiente de correlación (figura E-11) y la ganancia de diversidad (figura E-12) para esta antena MIMO.

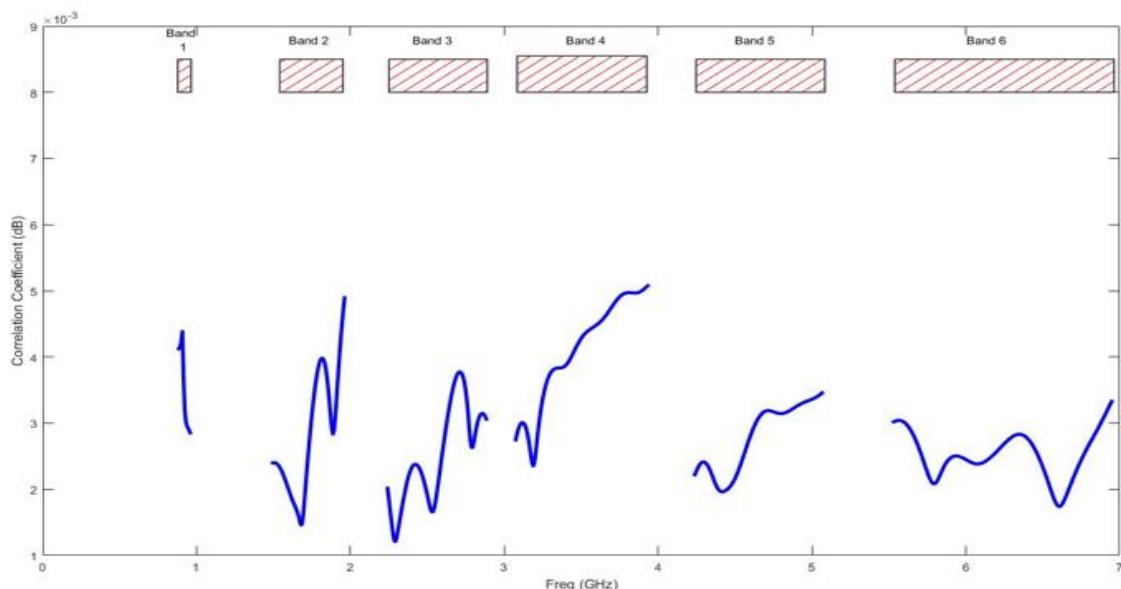


Figura E-11. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos girados con barreras: Coeficiente de correlación.

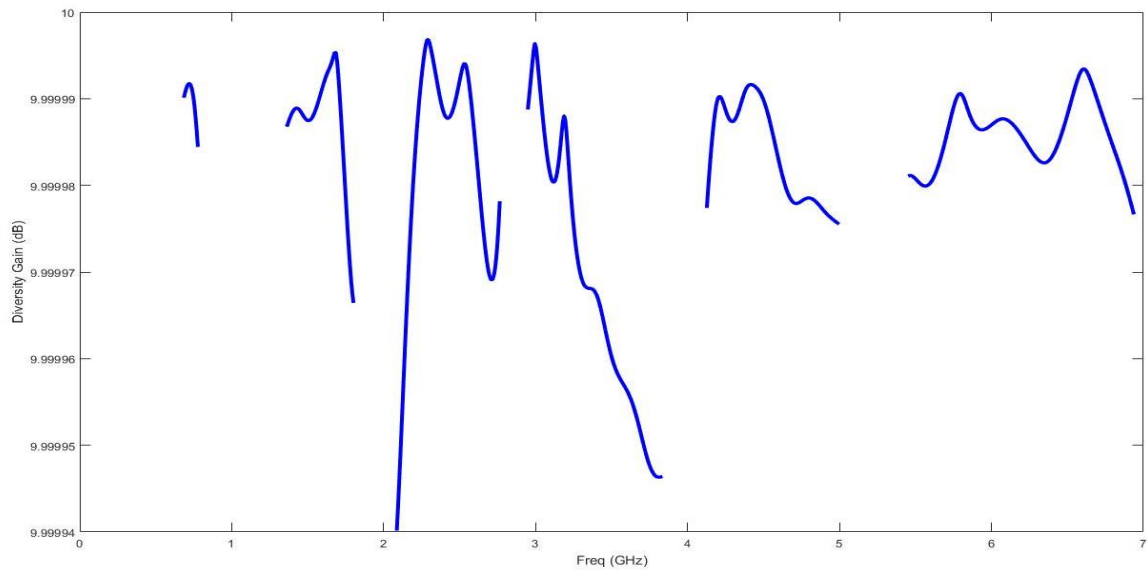


Figura E-12. Diseño 1, antena MIMO de 2 puertos girados con barreras: Ganancia de diversidad.

En la figura E-11 se observa como el coeficiente de correlación es siempre inferior a 0.006 en todas las bandas de trabajo, por lo que se cumple la condición de ser inferior a 0.018. A su vez en la figura E-12 se observa como la ganancia de diversidad toma valores muy próximos a los 10 dB, que como se explicó anteriormente es el valor óptimo para una antena MIMO. Los resultados obtenidos para el coeficiente de correlación y para la ganancia de diversidad nos indican la bondad de la antena MIMO diseñada.

F. Diagrama de radiación antenna modelo 2

Una vez diseñada la antenna, en este anexo se muestran los diagramas de radiación de la misma, para las frecuencias de 0.93 GHz, 1.78 GHz, 2.4 GHz.

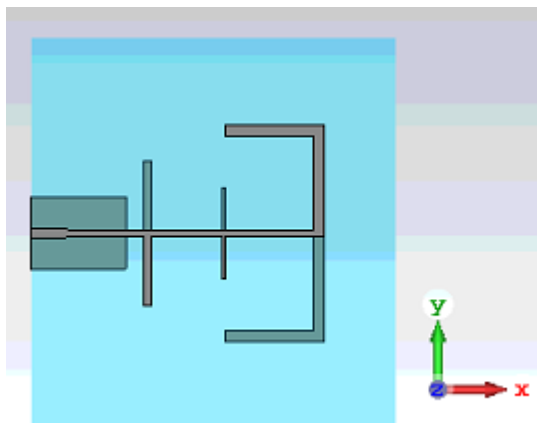


Figura F-1. Disposición antenna unitaria modelo 2.

El plano E es el plano $\varphi = 0^\circ$, es decir, el plano XZ. La componente copolar en este caso es Theta, ya que, al ser la polarización según X, la línea de alimentación es paralela al eje X y la intensidad entra al parche con esa dirección, por lo que en el punto de máxima radiación si nos fijamos en que vector es paralelo a la corriente resulta en ser Theta. Mientras que el plano H es el plano $\varphi = 90^\circ$, el plano YZ. En este caso la componente copolar es Phi. A continuación, se muestran los diagramas de radiación en plano E y plano H para cada frecuencia de interés.

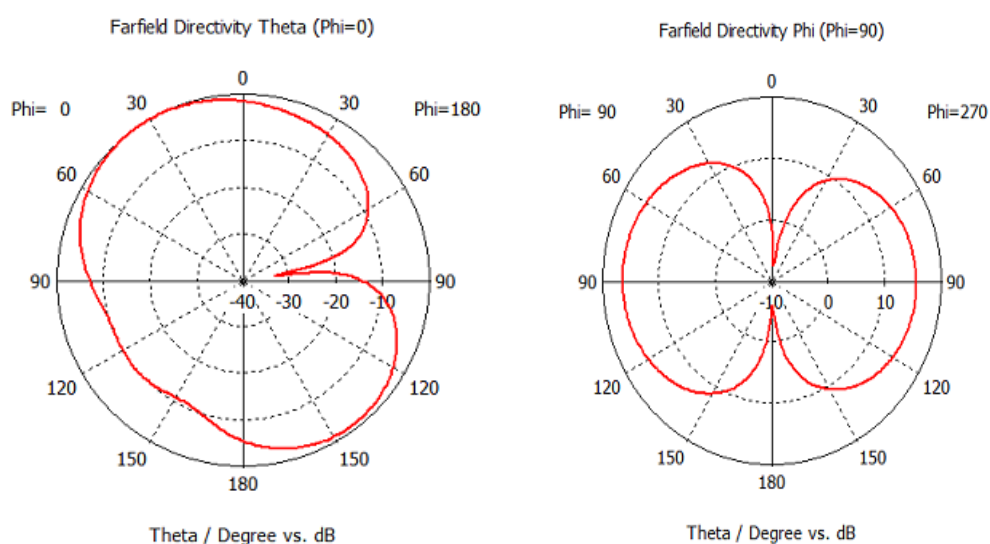


Figura F-2. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (0.93 GHz).

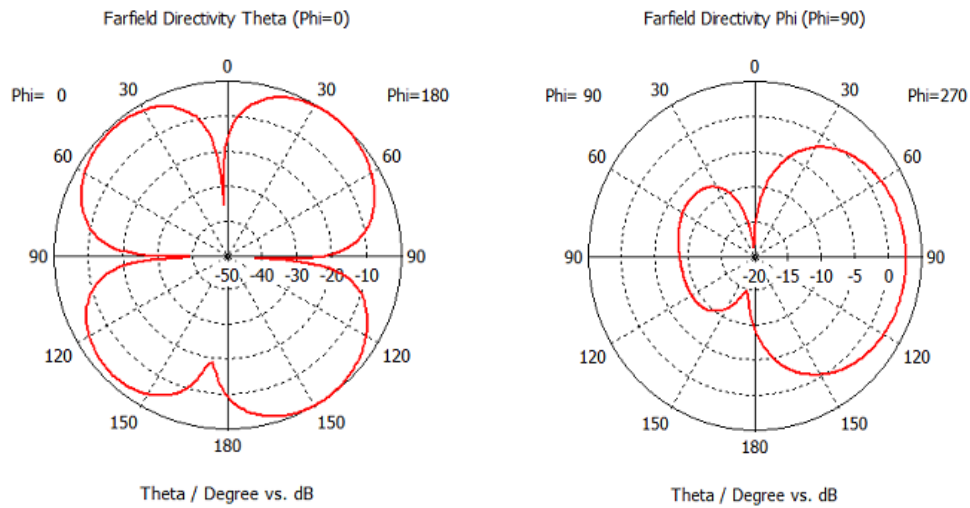


Figura F-3. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (1.78 GHz).

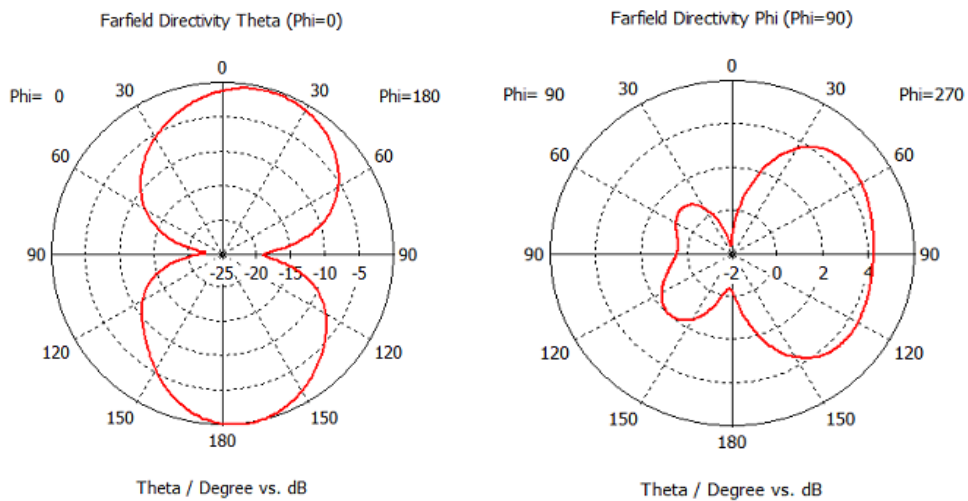


Figura F-4. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (2.4 GHz).

A continuación, en la tabla F-1 se muestra la directividad y la ganancia para cada frecuencia de resonancia de la antena diseñada.

Frecuencia	Directividad	Ganancia
0.93 GHz	8.33 dB	6.73 dB
1.78 GHz	10.2 dB	8.65 dB
2.4 GHz	9.76 dB	8.69 dB

Tabla F-1. Tabla resumen antena modelo 2.

G. Desarrollo antenna modelo 3

En este anexo se explicará los principales pasos seguidos a la hora de desarrollar este modelo de antenna. En la cara posterior del sustrato se sitúa el plano de masa, mientras que en la cara delantera se situará el resto de la antenna.

Como punto de partida se va a diseñar una antenna de parche que sea capaz de trabajar a una frecuencia de 1.5 GHz. Una vez se tenga esta antenna que funcione a 1.5 GHz, se tratará de bajar la frecuencia de trabajo hasta los 0.8 GHz.

A la hora de diseñar el parche hay que tener en cuenta el efecto de bordes, para ello se define radio efectivo (a_{effect}) de la antenna a una frecuencia de 1.5 GHz a partir de la expresión (33). Una vez se ha obtenido el radio efectivo que engloba el efecto de bordes, se calcula el radio físico de la antenna (a) despejando en la expresión (34).

$$a_{effect} = \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1.8412}{frecuencia} \cdot 1000 = 28.3 \text{ mm} \quad (33)$$

$$a_{effect} = a \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \ln(\pi \frac{a}{2h} + 1.7726)} \cdot 1000 \rightarrow a = 28 \text{ mm} \quad (34)$$

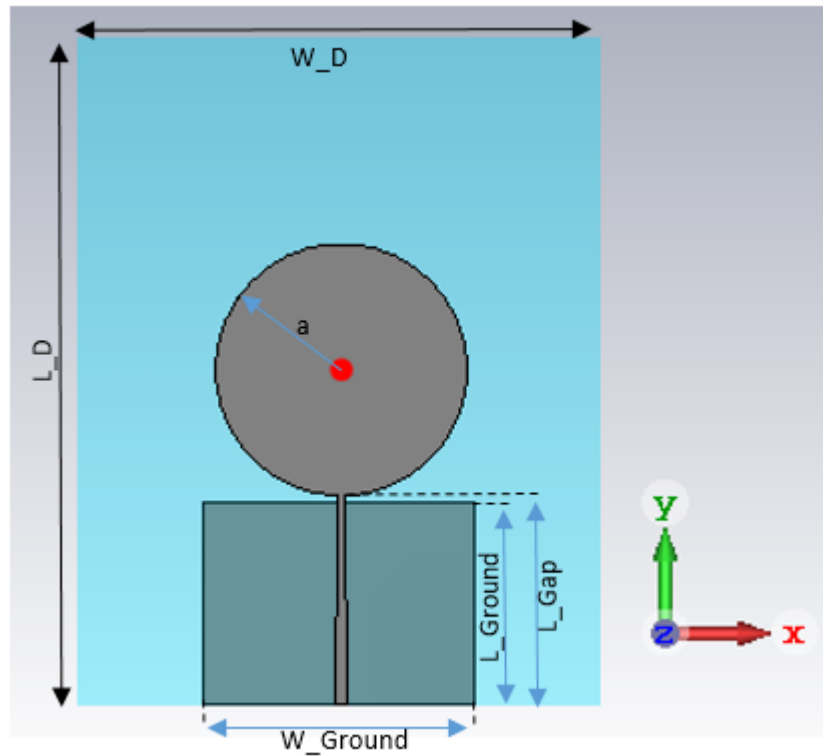


Figura G-1. Primer paso del desarrollo antenna modelo 3.

Dimensiones			
L_D	159 mm	W_D	125 mm
L_Gap	49.8 mm	W_Ground	65 mm
L_Ground	48.4 mm	a	28 mm

Tabla G-1. Dimensiones primer paso del desarrollo antenna modelo 3.

Una vez simulada la antenna diseñada, se obtienen los resultados de la figura G-2.

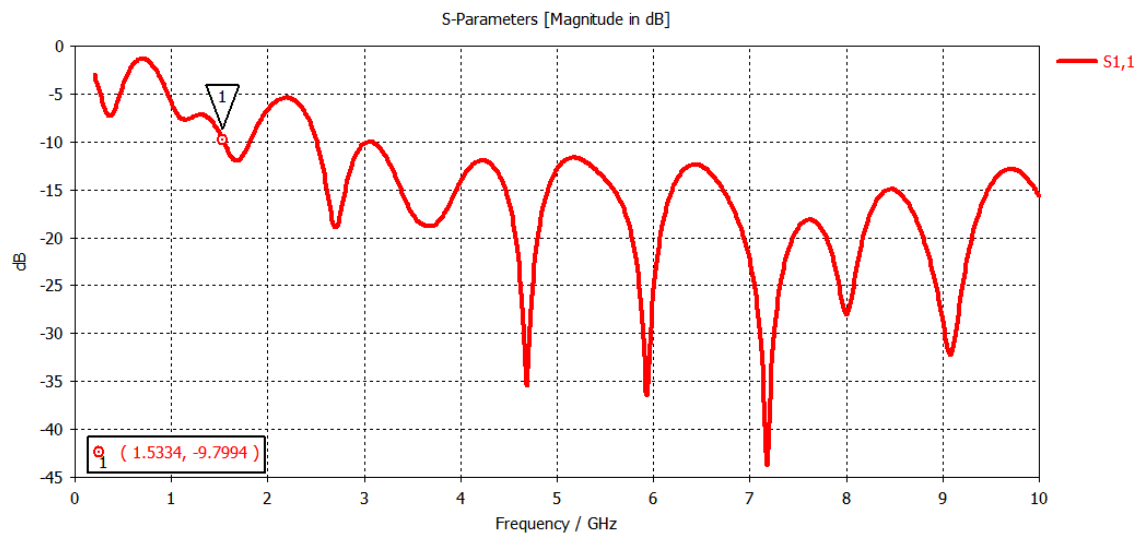


Figura G-2. Primer paso del diseño 3: Coeficiente de reflexión.

En la figura G-2 se aprecia como la antenna tiene una banda de trabajo cuyo inicio se encuentra en la frecuencia de 1.53 GHz, tal y como queda reflejado en el marcador 1.

Con el objetivo de bajar esta frecuencia como mínimo hasta los 0.8 GHz deseados se procederá a incluir en el diseño varios elementos más.

Se incluirán varias circunferencias más, cada una con un radio distinto con el fin de dar mayor longitud eléctrica al conjunto de la antenna y de tal forma conseguir una frecuencia de resonancia menor. En la figura G-3 se muestra el diseño realizado.

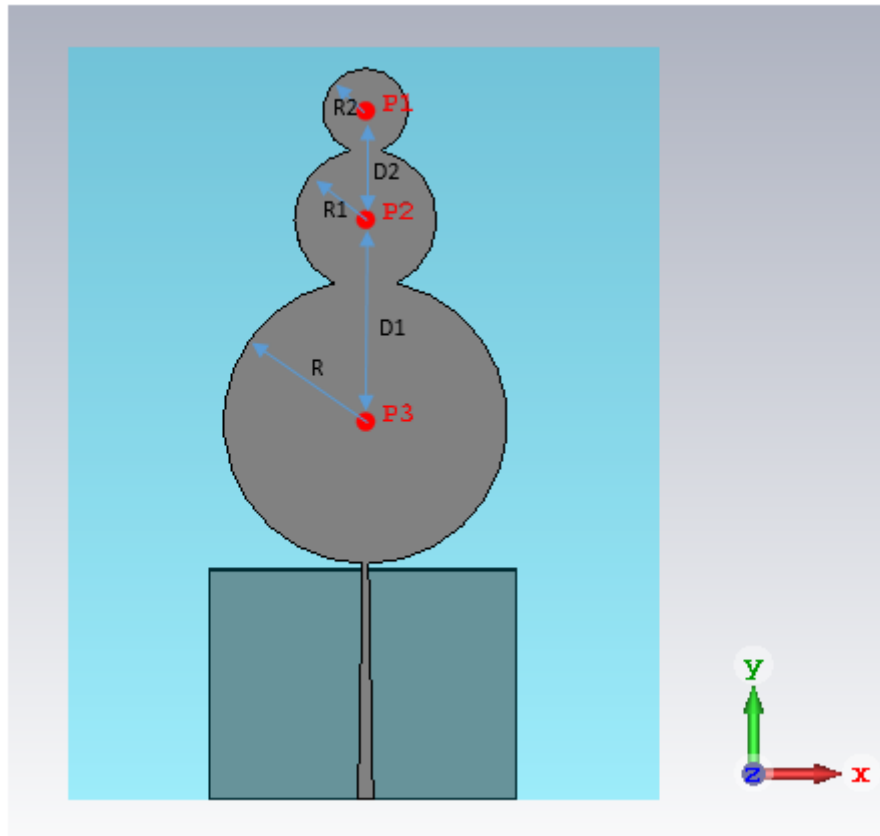


Figura G-3. Segundo paso desarrollo de la antena modelo 3.

Dimensiones			
D1	42.7 mm	R1	15 mm
D2	23 mm	R2	9 mm
R	30 mm		

Tabla G-2. Dimensiones segundo paso del desarrollo antena modelo 3.

Una vez se han añadido estos nuevos elementos y se ha simulado la antena, se obtienen el coeficiente de reflexión de la siguiente figura.

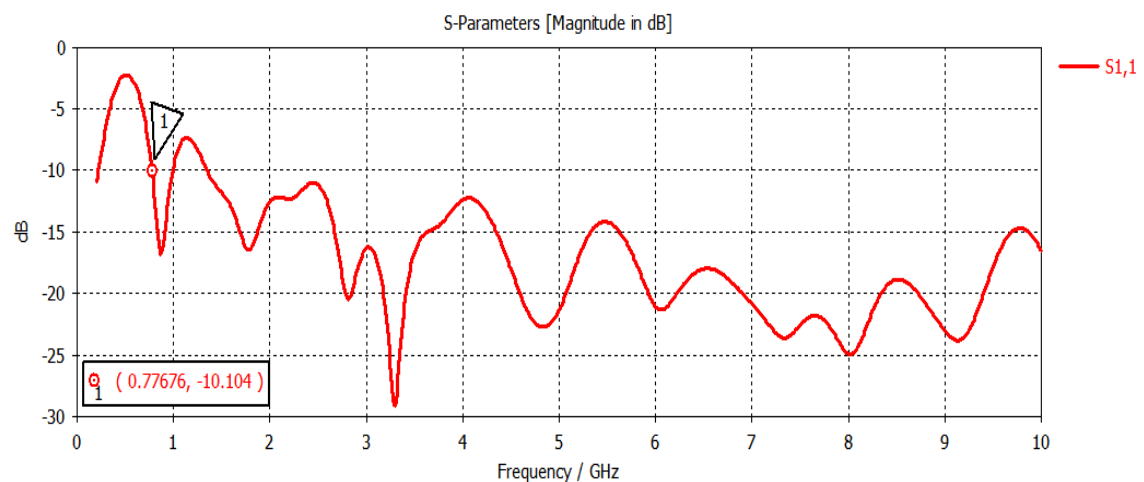


Figura G-4. Segundo paso del diseño 3: Coeficiente de reflexión.

En los resultados de la figura G-4, se aprecia como la antena tiene una primera banda de trabajo cuyo inicio está 0.776 GHz (marcador 1). Luego al introducir los nuevos parches circulares para aumentar la longitud eléctrica ya se consigue el objetivo de bajar la frecuencia como mínimo hasta 0.8 GHz. No obstante, no se consigue que el coeficiente de reflexión este por debajo de los -10 dB a partir de los 0.776 GHz, por lo que se introducirán varios elementos para aumentar la anchura del parche, con el objetivo hacer que el coeficiente de reflexión este por debajo de los -10 dB en toda la banda de trabajo.

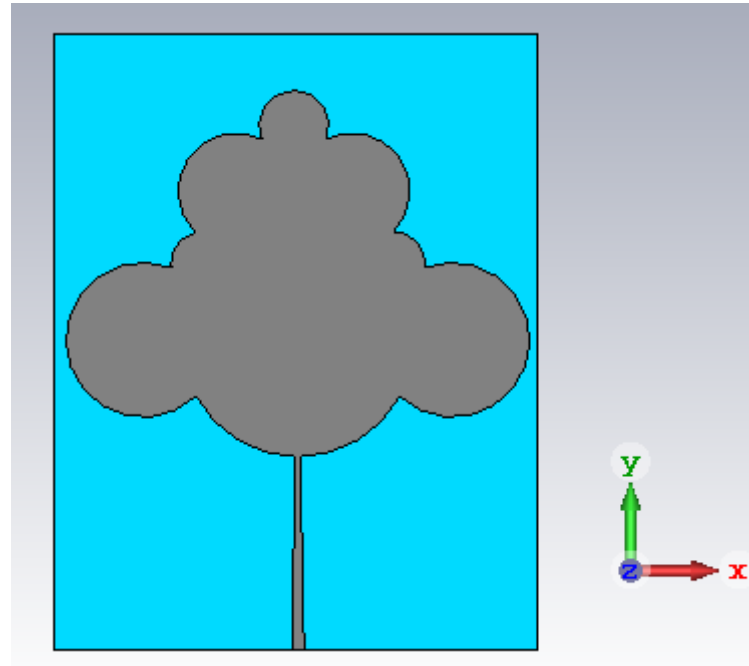


Figura G-5. Tercer paso desarrollo de la antena modelo 3.

Una vez introducidos los nuevos elementos en el diseño se obtiene el coeficiente de reflexión de la figura G-6.

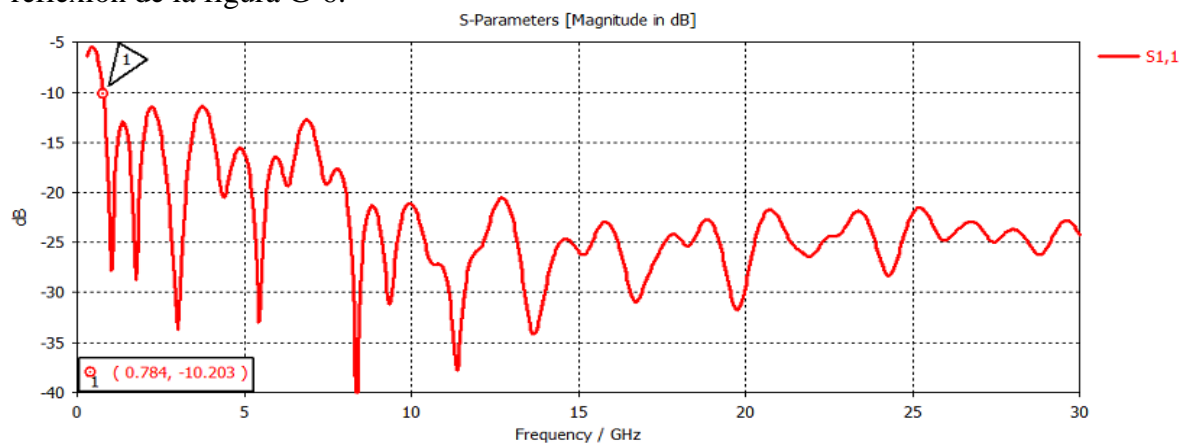


Figura G-6. Tercer paso del diseño 3: Coeficiente de reflexión.

En la figura anterior se aprecia como el diseño realizado para esta antena es capaz de operar a partir de una frecuencia de 784 MHz (marcador 1) hasta por lo menos una frecuencia de 30 GHz. A continuación, se mostrará el coeficiente de reflexión para esta misma antena, pero en un rango de frecuencias de 30 GHz a 50 GHz.

Se ha optado por realizar dos simulaciones de la antena (una hasta 30 GHz y otra desde 30 GHz hasta 50 GHz), ya que realizar una única simulación que abarque todo este rango de frecuencias emplearía mucho tiempo y muchos recursos del ordenador, llegando incluso a no poder simularse por problemas de memoria.

En la figura G-7 se muestra el coeficiente de reflexión para la simulación de 30 GHz a 50 GHz.

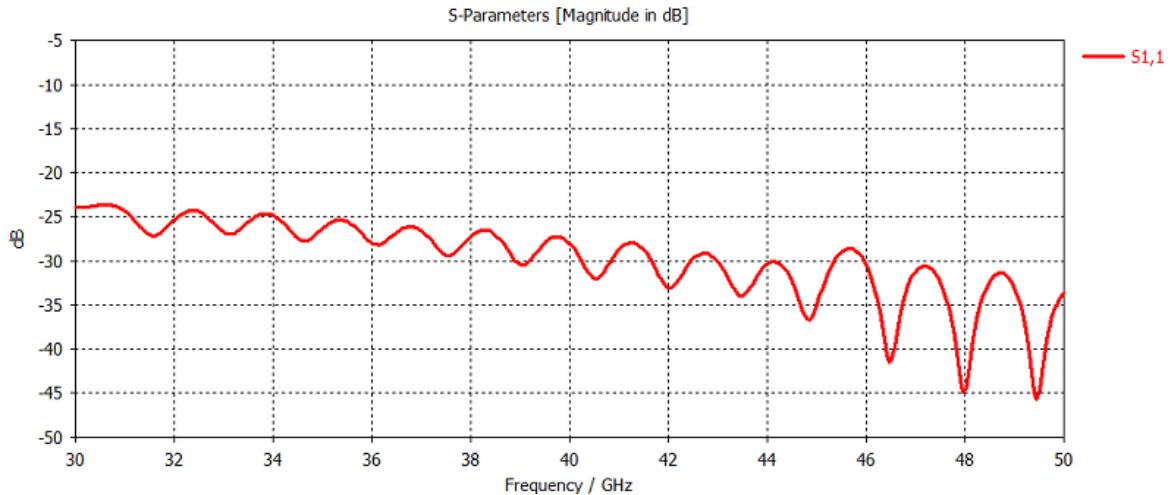


Figura G-7. Tercer paso del diseño 3: Coeficiente de reflexión (30 GHz a 50 GHz).

A la vista de los resultados, se concluye que la antena diseñada sería capaz de operar en el rango de 0.784 GHz hasta los 50 GHz.

La antena de la figura G-5 será la antena desarrollada en el apartado 4.4 de este Trabajo de Fin de Grado.

Anteriormente se ha hablado de las limitaciones de los equipos empleados para las simulaciones, a estas limitaciones hay que sumar el hecho de que los conectores que se usan en la Escuela Politécnica son de tipo SMA, estos conectores son capaces de operar hasta los 25 GHz. Debido a estos dos aspectos mencionados, en el apartado 4.4 de este trabajo se realizarán simulaciones únicamente hasta la frecuencia de 30 GHz.

H. Diagrama de radiación modelo 3

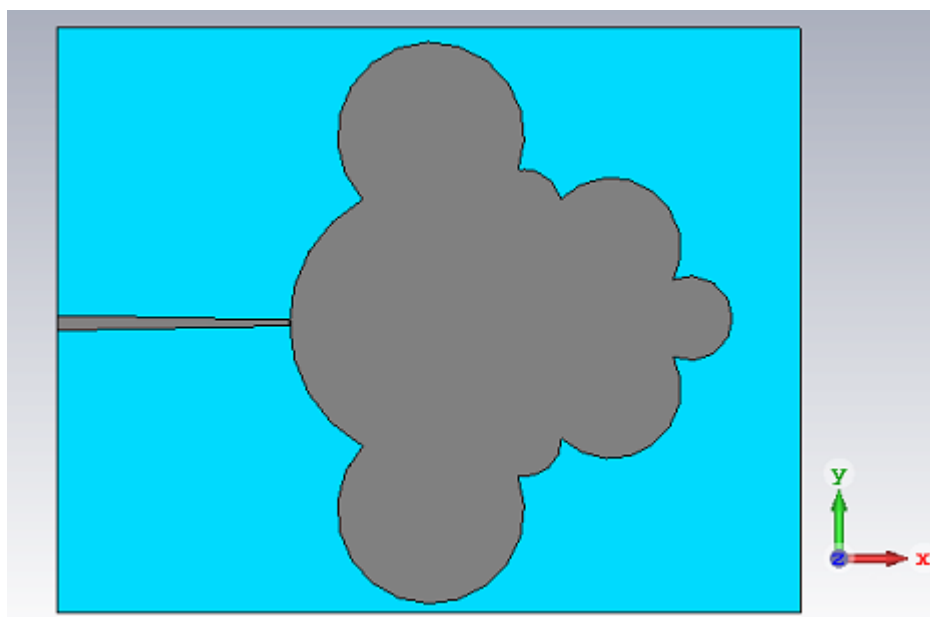


Figura H-1. Disposición antena unitaria modelo 3.

El plano E es el plano $\varphi = 0^\circ$, es decir, el plano XZ. La componente copolar en este caso es Theta, ya que, al ser la polarización según X, la línea de alimentación es paralela al eje X y la intensidad entra al parche con esa dirección, por lo que en el punto de máxima radiación si nos fijamos en que vector es paralelo a la corriente resulta en ser Theta. Mientras que el plano H es el plano $\varphi = 90^\circ$, el plano YZ. En este caso la componente copolar es Phi. A continuación, se muestran los diagramas de radiación en plano E y plano H para cada frecuencia de interés.

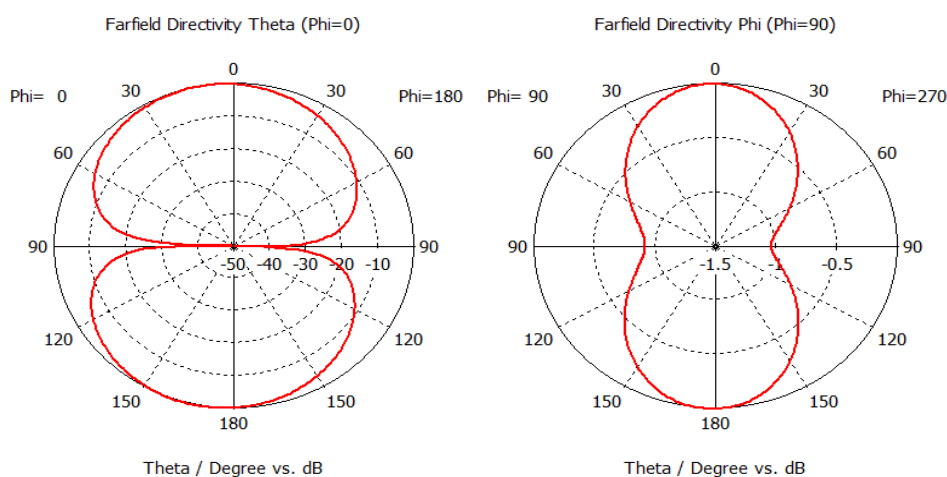


Figura H-2. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (1 GHz).

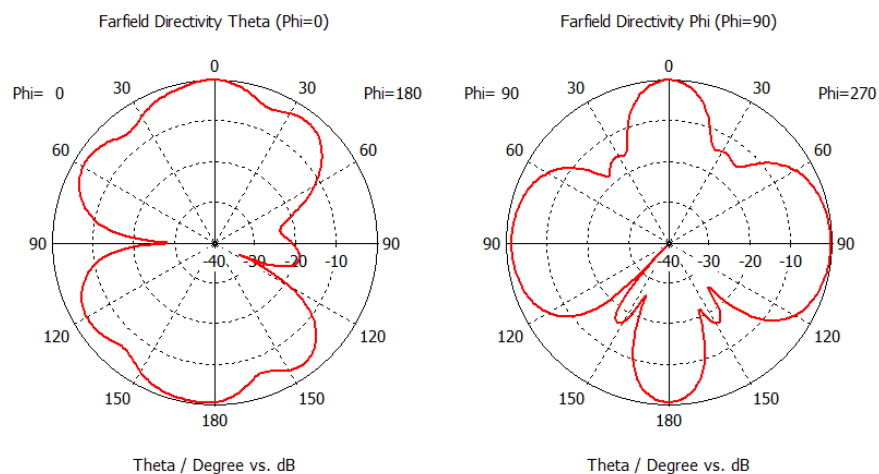


Figura H-3. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (5 GHz).

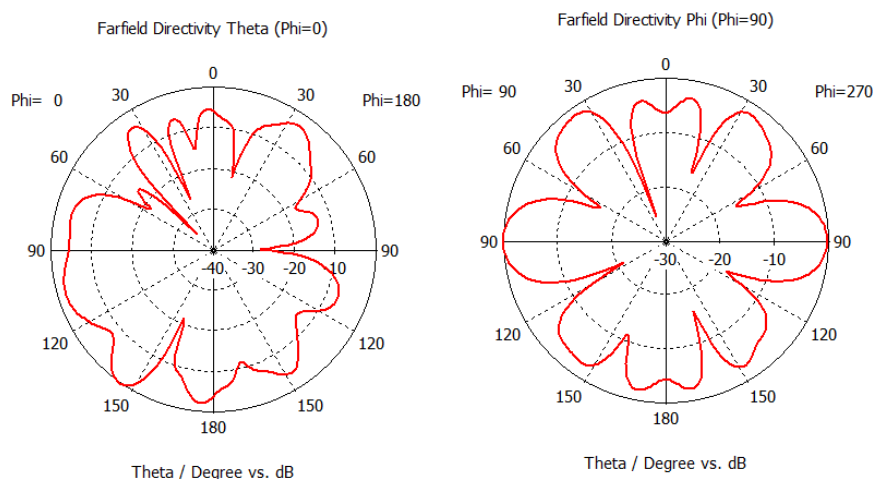


Figura H-4. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (10 GHz).

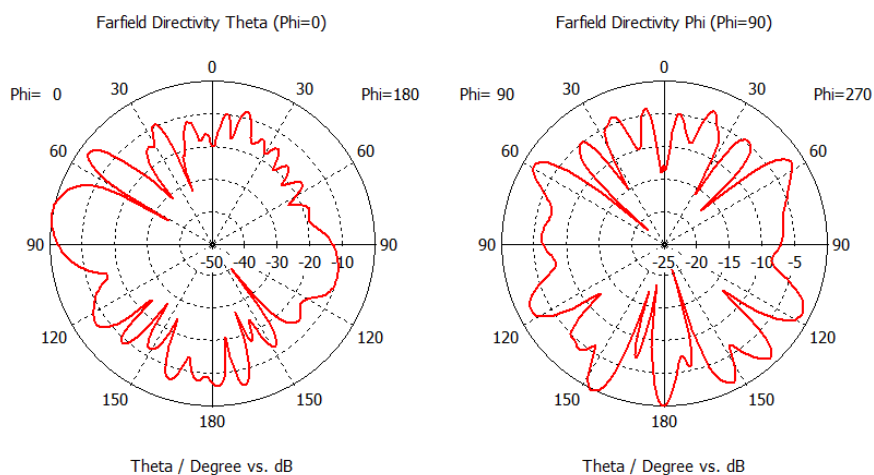


Figura H-5. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (20 GHz).

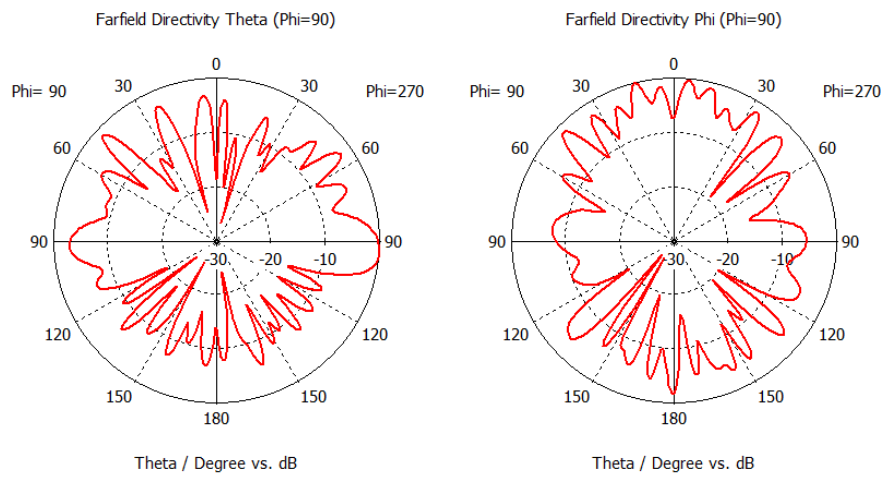


Figura H-6. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (30 GHz).

I. Desarrollo antena modelo 4

A la hora de diseñar esta antena se han consultado las referencias [8] y [9].

Cuando se va a diseñar un parche, debemos saber a qué frecuencia deseamos que sea resonante, así como la constante dieléctrica y el grosor del sustrato que hemos elegido. A continuación, basándonos en los dos modelos de análisis que mencionamos en el capítulo 2.5 seremos capaces de calcular las dimensiones del parche.

Lo primero que se debe calcular a la hora de diseñar el parche rectangular es la anchura óptima del mismo, esta anchura se obtiene como (35).

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = 51.2 \text{ mm} \quad (35)$$

Donde λ_0 es la longitud de onda a la frecuencia de resonancia y ϵ_r la constante dieléctrica del sustrato empleado.

Una vez se ha calculado la anchura del parche, así como la constante dieléctrica efectiva, el siguiente paso sería calcular la longitud del parche. La longitud L del parche es la dimensión que se encarga de modelar la frecuencia de resonancia de la antena, una mayor longitud de la antena supone una menor frecuencia de trabajo, mientras que una menor longitud de la antena conlleva una frecuencia de resonancia mayor. Para calcular esta longitud, debemos tener en cuenta el efecto de los bordes y por ello se debe calcular primero la longitud efectiva L_{efec} (36) y el incremento de longitud producida por los bordes ΔL (37), para posteriormente poder obtener la longitud del parche como la longitud efectiva menos la longitud producida por el efecto de borde (38).

$$L_{efec} = \frac{\lambda_{parche}}{2} = 41.36 \text{ mm}, \text{ donde } \lambda_{parche} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r,efec}}} = 82.72 \text{ mm} \quad (36)$$

$$\Delta L = 0.412 h \frac{(\epsilon_{r,efec} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{r,efec} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} = 0.73 \text{ mm} \quad (37)$$

$$L = L_{efec} - 2\Delta L = 14.895 \text{ mm} \quad (38)$$

Una vez se tiene la anchura y la longitud ya tendríamos definido el parche de la siguiente forma:

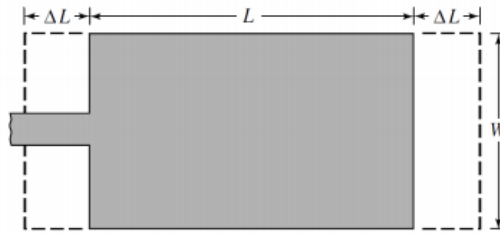


Figura I-1. Efecto de los bordes en la antena de parche.

La impedancia del parche se obtiene según la expresión (39).

$$Z_{Parche} = 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right) \quad (39)$$

Dado que la impedancia del parche es muy alta, se pueden utilizar dos métodos para bajar dicha impedancia. El primer método que se puede utilizar consiste en implementar una línea de longitud $\lambda_{microstrip}/4$, dicha línea se encargará de transformar la impedancia existente en el borde del parche a otra impedancia objetivo, cuyo valor será menor. El segundo método que se puede implementar consiste en introducir una línea $\lambda_{microstrip}/2$ en el interior del parche y de esa manera conseguir reducir la impedancia al valor deseado. El método empleado en este TFG será el explicado en segundo lugar.

Para calcular la longitud que debe tener la línea microstrip, es necesario conocer previamente la longitud de onda en la línea microstrip $\lambda_{microstrip}$, este valor depende de la constante dieléctrica efectiva de la línea de transmisión, por lo que primero se deberá calcular una aproximación de la anchura de la línea microstrip W_{LT} .

Para conseguir esta aproximación, tomaremos la anchura W_{LT} correspondiente a nuestra impedancia de parche Z_{Parche}

$$A = \frac{Z}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (40)$$

$$W_{LT} = \frac{8 e^A h}{e^{2A} - 2} \quad (41)$$

Una vez se ha obtenido W_{LT} , se puede calcular $\lambda_{microstrip}$ como (42).

$$\lambda_{microstrip} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r,efec,microstrip}}} \quad (42)$$

Donde $\epsilon_{r,efec,microstrip}$ es la constante dieléctrica efectiva de la línea Microstrip que se obtiene de la expresión (24), ya que se cumple que $W_{LT} < h$. Con todo ello se puede calcular la longitud de la línea mediante la expresión (43).

$$L_{LT} = \frac{\lambda_{microstrip}}{2} \quad (43)$$

Una vez se han calculado los valores de L_{LT} y W_{LT} , se tiene una línea de transmisión $\lambda_{microstrip}/2$ de impedancia característica 50Ω . Esta línea microstrip nos permite saber la impedancia que se tiene en el punto del parche donde esté situado el extremo de la línea $\lambda_{microstrip}/2$.

Con el objetivo de tener un valor de impedancia de 50Ω para el conjunto de la línea microstrip y el parche, se debe introducir la línea microstrip hacia el interior del parche y diseñar unos pequeños huecos en el metal del parche. Una vez realizado se obtendrá un parche como el de la figura I-2, donde en la totalidad de la cara posterior se ha situado el plano de masa.

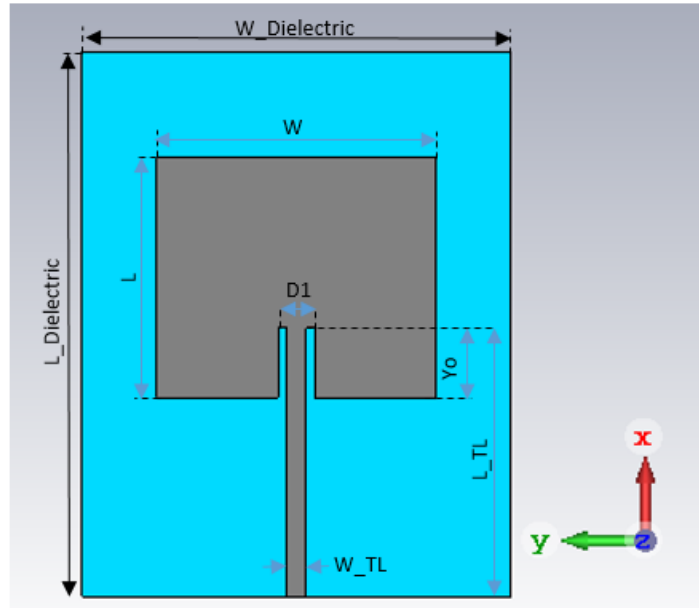


Figura I-2. Antena de parche resonante a 1.8 GHz.

Dimensiones			
D1	6 mm	W	45.5 mm
L	39.1 mm	W_Dielectric	70 mm
L_Dielectric	89 mm	W_TL	3.07 mm
L_LT	43.79 mm	Y₀	11.31 mm

Tabla I-1. Dimensiones de la antena de parche resonante a 1.8 GHz.

A continuacion, en la figura I-3 se muestran los resultados obtenidos para el parche diseñado.

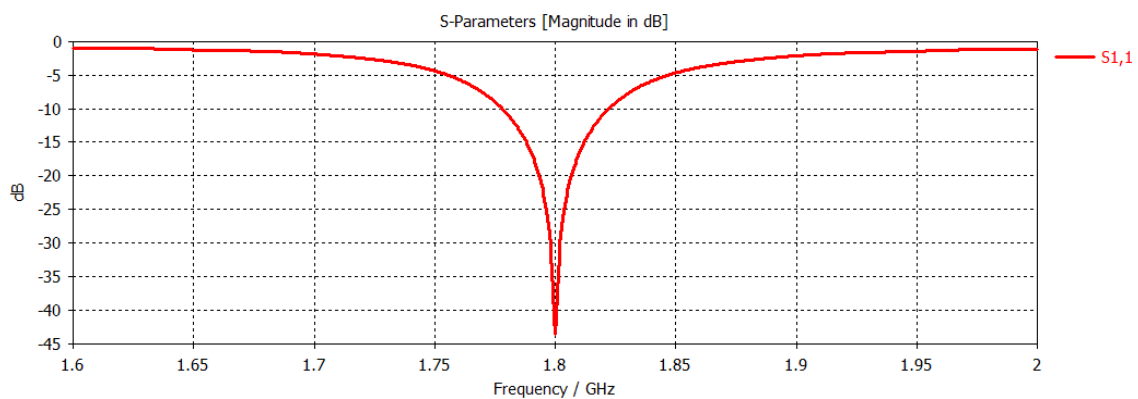


Figura I-3. Antena de parche resonante a 1.8 GHz: Coeficiente de reflexión.

Se puede observar cómo se obtiene un coeficiente de reflexión inferior a los -10 dB a la frecuencia deseada de 1.8 GHz, por lo tanto, el parche es resonante a dicha frecuencia que es la que se buscaba obtener.

A continuación, con la finalidad de hacer que el parche sea capaz de trabajar también a una frecuencia de 0.9 GHz se procederá a añadir otro elemento de una longitud $L1$ y una anchura $W1$, que nos permita hacer que el parche sea resonante también a dicha frecuencia. El diseño final del parche se muestra en la figura I-4, junto con sus dimensiones en la tabla I-2.

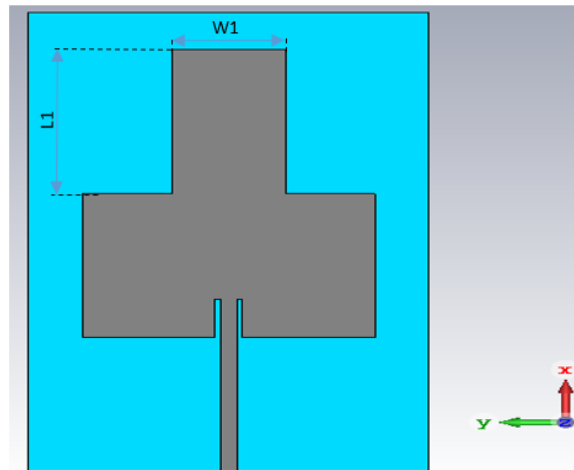


Figura I-4. Dimensiones antena modelo 4.

Dimensiones			
D1	4.8 mm	W	51 mm
L	39.15 mm	W_Dielectric	70 mm
L_Dielectric	125 mm	W_TL	3.07 mm
L_LT	46.9 mm	W1	20 mm
L1	39.35 mm	Yo	10.4 mm

Tabla I-2. Dimensiones antena modelo 4.

A continuación, en la figura I-5 se muestra los resultados para el coeficiente de reflexión del parche diseñado.

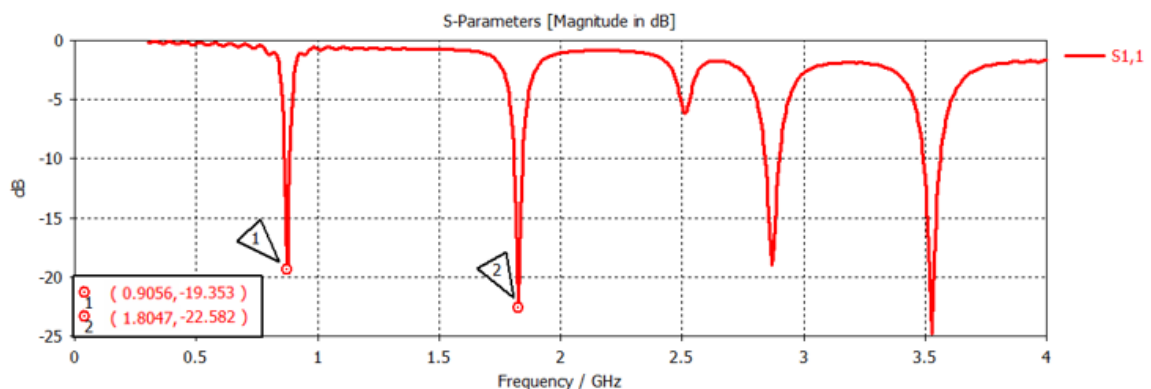


Figura I-5. Coeficiente de reflexión.

En la figura I-5 se puede apreciar como el coeficiente de reflexión de la antena diseñada se encuentra por debajo de los -10 dB en las frecuencias de 0.9 GHz y 1.8 GHz, por lo que se cumplen los requisitos propuestos.

J. Diagramas de radiación modelo 4

Una vez diseñada la antena, en este anexo se mostrarán los diagramas de radiación de la misma.

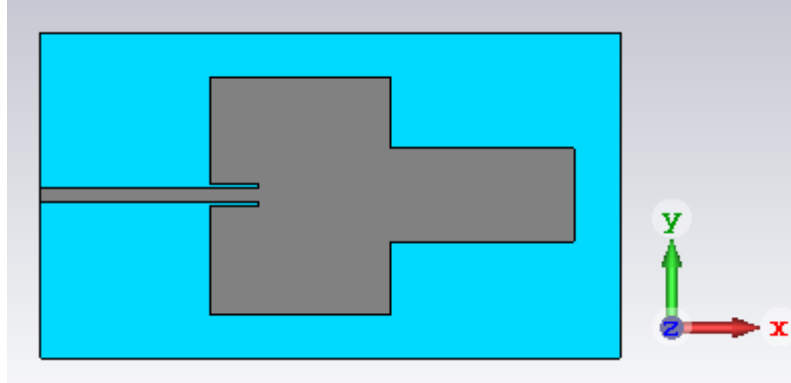


Figura J-1. Disposición antena unitaria modelo 2

El plano E es el plano $\varphi = 0^\circ$, es decir, el plano XZ. La componente copolar en este caso es Theta, ya que, al ser la polarización según X, la línea de alimentación es paralela al eje X y la intensidad entra al parche con esa dirección, por lo que en el punto de máxima radiación si nos fijamos en que vector es paralelo a la corriente resulta en ser Theta. Mientras que el plano H es el plano $\varphi = 90^\circ$, el plano YZ. En este caso la componente copolar es Phi. A continuación, se muestran los diagramas de radiación en plano E y plano H para cada resonancia.

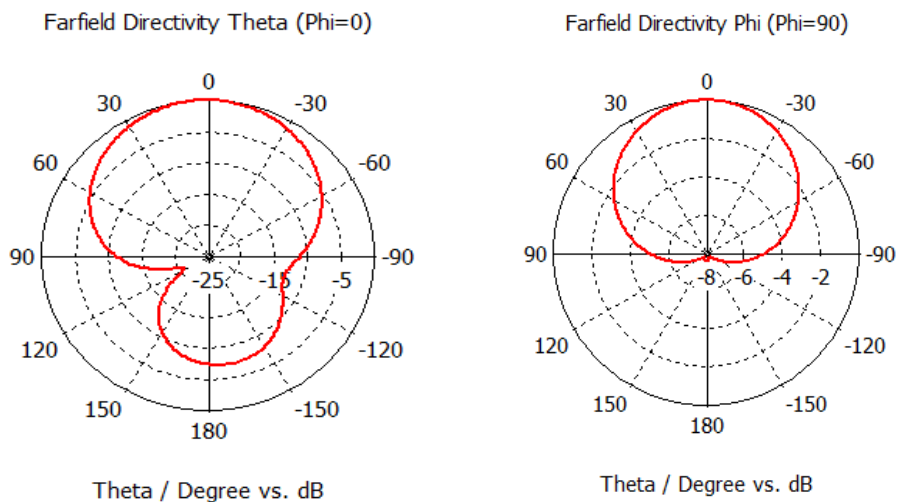


Figura J-2. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (0.87 GHz).

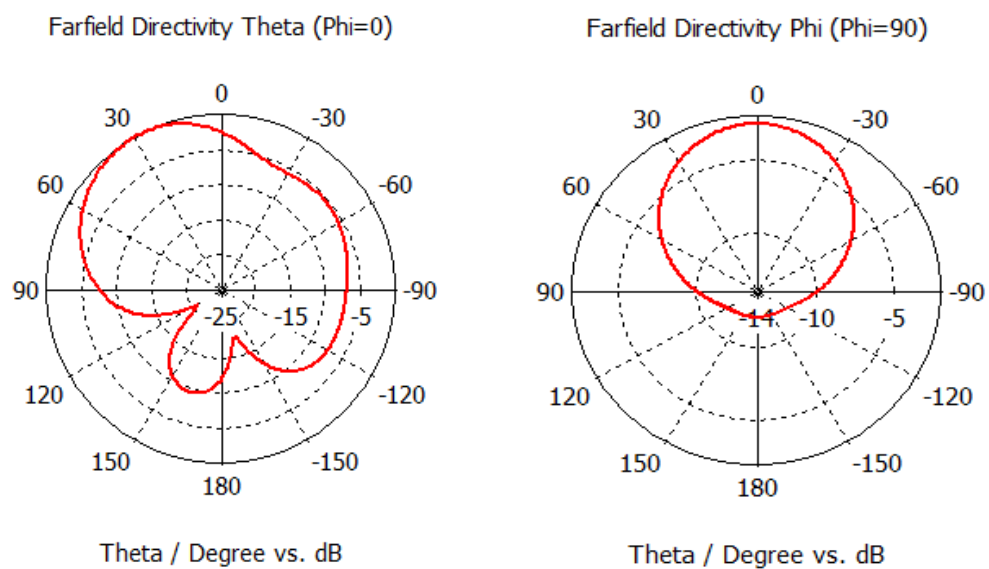


Figura J-3. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (1.82 GHz).

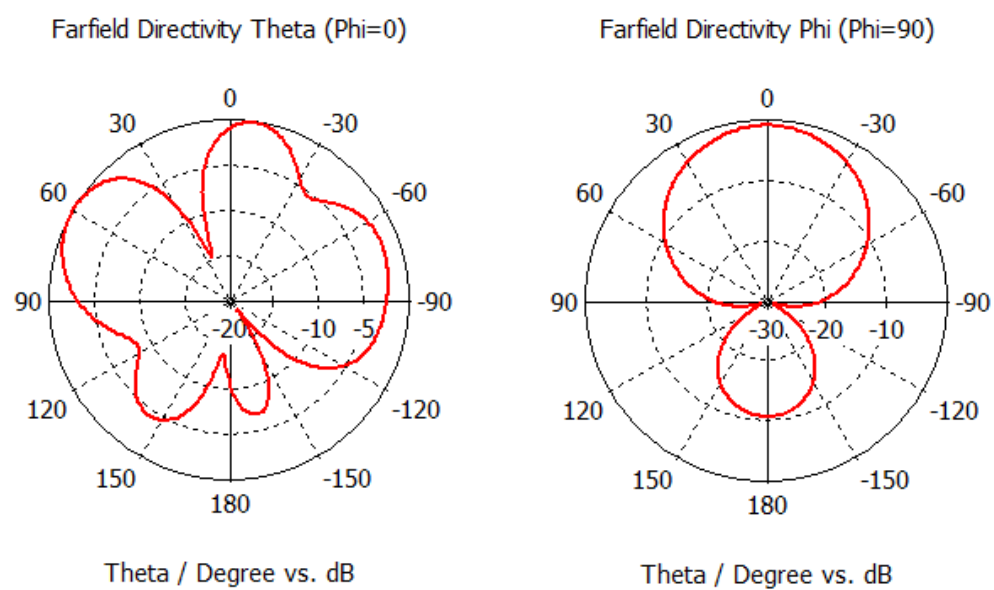
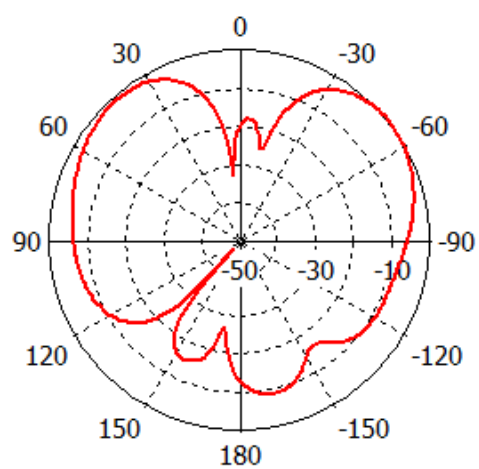


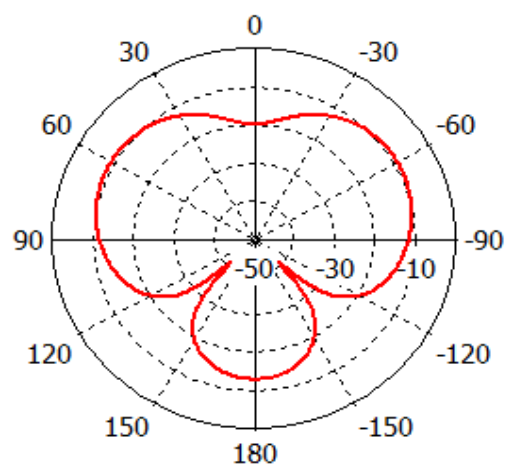
Figura J-4. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (2.8 GHz).

Farfield Directivity Theta (Phi=0)



Theta / Degree vs. dB

Farfield Directivity Phi (Phi=90)



Theta / Degree vs. dB

Figura J-5. Diagrama de radiación: Plano E y Plano H (3.53 GHz).